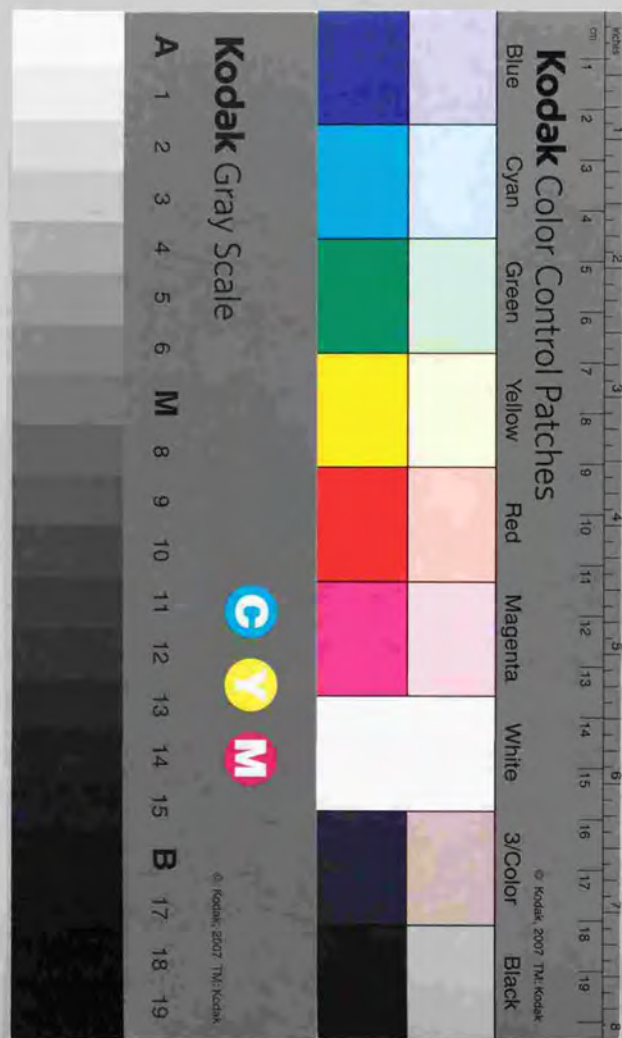


5相ステッピングモータ
駆動システムの高性能化に関する研究

百目鬼 英雄



5相ステッピングモータ
駆動システムの高性能化に関する研究

百目鬼 英雄

目次

第1章 緒論	1
1・1 小形制御用モータの果たす役割	1
1・1・1 メカトロニクスと小形モータ	1
1・1・2 小形制御用モータの位置づけ	7
1・2 ステッピングモータ駆動システムの現状と問題点	14
1・2・1 応用分野の進展	14
1・2・2 モータ単体から駆動システムへの変遷	19
1・2・3 現状と問題点	25
1・3 本研究の目的と意義	29
1・3・1 本研究の目的	29
1・3・2 本研究の意義	30
1・3・3 各章概要	32
本章の参考文献	35
第2章 2相ステッピングモータ駆動システム	38
2・1 緒言	38
2・2 ギャップパーミアンス法による発生トルク解析	39
2・2・1 ステッピングモータの磁気回路	39
2・2・2 ギャップパーミアンスに基づく発生トルク	43
2・2・3 スティフネス特性からの検証	47
2・3 誘導子の有限要素法による設計	50
2・3・1 有限要素法によるパーミアンス分布の算定	50
2・3・2 誘導子の設計とスティフネス特性の歪	55
2・3・3 ディテントトルクの低減法	60

2・4	オープンループ駆動と軌道制御	67
2・4・1	ステッピングモータの基礎方程式	67
2・4・2	低パルス周波数領域での不安定性の解析	68
2・4・3	軌道算定による最短時間位置決制御	77
2・5	閉ループトルク制御とトルク脈動の補償法	81
2・5・1	従来の閉ループ制御法の問題点	81
2・5・2	閉ループトルク制御法	82
2・5・3	トルクリブルの発生原因とその補償法	88
2・6	結言	93
	本章の参考文献	94
第3章	5相ステッピングモータ駆動システム	95
3・1	緒言	95
3・2	多相ステッピングモータの発生トルク解析	96
3・2・1	多相機の磁極配置	96
3・2・2	ホールディングトルクの比較	103
3・3	多相ステッピングモータの動特性	109
3・3・1	トルクリブルの定義	109
3・3・2	ユニバーサル駆動回路	111
3・3・3	動特性の比較	113
3・4	5相モータの励磁方式による特性改善	121
3・4・1	スター結線と環状結線	121
3・4・2	結線と励磁シーケンス	124
3・4・3	結線の違いが特性に及ぼす影響の実験的検討	130
3・5	結言	138
	本章の参考文献	140

第4章	5相ステッピングモータのマイクロステップ駆動法	141
4・1	緒言	141
4・2	マイクロステップ駆動の現状と問題点	142
4・2・1	マイクロステップ駆動法	142
4・2・2	トルクリブルに起因する制御誤差	145
4・3	5相モータのマイクロステップ駆動法の開発	153
4・3・1	正弦波マイクロステップ駆動	153
4・3・2	台形波マイクロステップ駆動	157
4・3・3	電圧PWM指示形マイクロステップ駆動法の開発	162
4・4	結言	172
	本章の参考文献	174
第5章	超高真空環境に適合するステッピングモータの開発	175
5・1	緒言	175
5・2	超高真空対応ステッピングモータの開発	176
5・2・1	超高真空対応ステッピングモータの構造	176
5・2・2	排気特性	179
5・2・3	放出ガス分析	187
5・3	輻射と発熱による使用限界の検討	191
5・3・1	真空中の熱放射実験	191
5・3・2	発熱の実験式	193
5・4	結言	198
	本章の参考文献	199

第6章 円筒状リアパルスモータの開発	200
6・1 緒言	201
6・2 従来形CLPMの構造と問題点	201
6・3 新構造CLPM	203
6・3・1 CLPMの構造と動作原理	203
6・3・2 発生推力解析	206
6・4 試作機基礎特性	208
6・4・1 試作機緒元	208
6・4・2 基礎特性	209
6・5 結言	214
本章の参考文献	215
第7章 結 論	216
7・1 本論文の結論	216
7・2 ステッピングモータ駆動システムの今後の展望	220
謝 辞	222

第1章 緒 論

緒 論

● 小 目 次

1・1 小形制御用モータの果たす役割	1
1・1・1 メカトロニクスと小形モータ	1
1・1・2 小形制御用モータの位置づけ	7
1・2 ステッピングモータ駆動システムの現状と問題点	14
1・2・1 応用分野の進展	14
1・2・2 モータ単体から駆動システムへの変遷	19
1・2・3 現状と問題点	25
1・3 本研究の目的と意義	29
1・3・1 本研究の目的	29
1・3・2 本研究の意義	30
1・3・3 各章概要	32
本章の参考文献	35

第1章 緒論

1・1 小形制御用モータの果たす役割

1・1・1 メカトロニクスと小形モータ

製造の歴史は、産業革命を例に引くまでもなく、自動化によるマスプロダクション追求の歴史である。自動化を達成するためには、生産設備をはじめ関連するあらゆるものを機械化する必要があり、極言すれば、工場の自動化すなわちファクトリーオートメーション(F A)なくして、現在の工業先進国の存在はありえないとさえ言うことが出来る。

特にニーズの多様化する最近の産業界においては、従来合理化・省力化が難しいとされていたような生産設備にさえ、多品種少量生産を可能とする自動化された生産方式が模索され、実現の段階にまで発展している。すなわちコンピュータにより高度に情報の結合が図られた新生産方式とも呼ぶべきF M S (Flexible Manufacturing System) が、実用化段階を迎えている。さらに将来的にはI M S (Intelligent Manufacturing System) へと機械、電気、情報が三位一体となり、人類繁栄の基盤技術と称して良いほどの発展が期待されている。

生産システムの中心的役割を担うF Aは、多様化するニーズに対応した少量多品種生産を基調とする産業ニーズの中で、生産性を向上させ、熾烈な企業間競争に生き残る場合の命綱とさえ捉えることができる。その中核技術としてメカニズムとエレクトロニクスの融合共生した新技術であるメカトロニクスが近年注目を集め、飛躍的な成長を遂げてきた。すなわち、F Aはメカトロニクス機能+情報伝達機能+工場経営ノウハウと模式化することができ、このどれが欠けてもF Aの実現は難しいということが出来る。とりわけ、機械と電気のハイブリッド技術であるメカトロニクスが誕生して初めてF Aという言葉が現実味を帯びて前進をはじめたと考えることが出来る。

もちろんメカニクスのみでも生産プロセスの自動化は可能である。しかしそのためには、機能特定の専用機とならざるを得ず、生産対象の変更は、別の専用機への取り替えを意味することになる。生産対象の多種多様化が要求される現代では、機械の保管・入れ替えな

どを常に配慮する必要があり、専用機では設備投資費用を賄い切れない。したがって、事実上メカニクスのみでのF Aは不可能であると結論付けることができる。

無人化の必要性も時代とともに変化している。当初は工場における自動化・省力化は、省力という経済性の向上を目的として行われたが、その後熟練技術者不足対策、汚れ作業の回避という社会上的問題点の解決へと変化し、さらに最近では、人間では作業することが無理であるという技術上の問題の解決のために進められるケースさえ出始めている。たとえば、LSI、超LSIのように、微細かつ量の多い設計生産は、人手ではもはや不可能であり、CAD/CAMに頼らざるを得ない。

F Aそして付随するメカトロニクスは、産業構造の変化、社会構造の変化に対応するために誕生したものであるが、同時に、従来では不可能と考えられていた生産システムを可能にすることにより、それらに影響を与えているということも出来る。経済をベースとした社会的ニーズにより、機械技術と電子技術が融合し、メカトロニクスというイノベーションが誕生し、これがさらに次のイノベーションへの原動力となっているわけである。

メカトロニクスの発展の原動力として電動機を位置付けることができる。生産機械には、必ず動作が必要であり、動力源をどう調達するかによって、機械としての性能・サイズが決定されてしまう。動力源としては、蒸気機関に始まりエンジンなどの爆発力を回転運動に変換するものから、より使い易い油圧・空圧へと変遷を経て、現在では電気すなわち電動機全盛となっている。

電動機を動力源としても、その使われ方は時代とともに大きく様変わりしており、電子デバイスの進歩、パワーエレクトロニクスや制御技術を応用して機械、電機、電子・情報のかかわりは図1-1に示すような融合過程を変遷している¹⁾。すなわち、1950年代は、機械と電機がまったく独立して存在し、電機は単なる回転動力源として独立して存在していた。動作は歯車やカムなどの組み合わせによる機構により作られ、機械との接点は動力伝達のためのベルトにつなげられることにより行われていた。1955年になると徐々に機械1台ごとにモータが1台付き始めるようになるが、まだ、単に動力源としての使用であった。しかし簡単な始動・停止の操作盤が装置に付属するようになった。このころ、トランジスタがやっと実用化され始めたところで、エレクトロニクスは機械とほとんど接点を持たなかった。

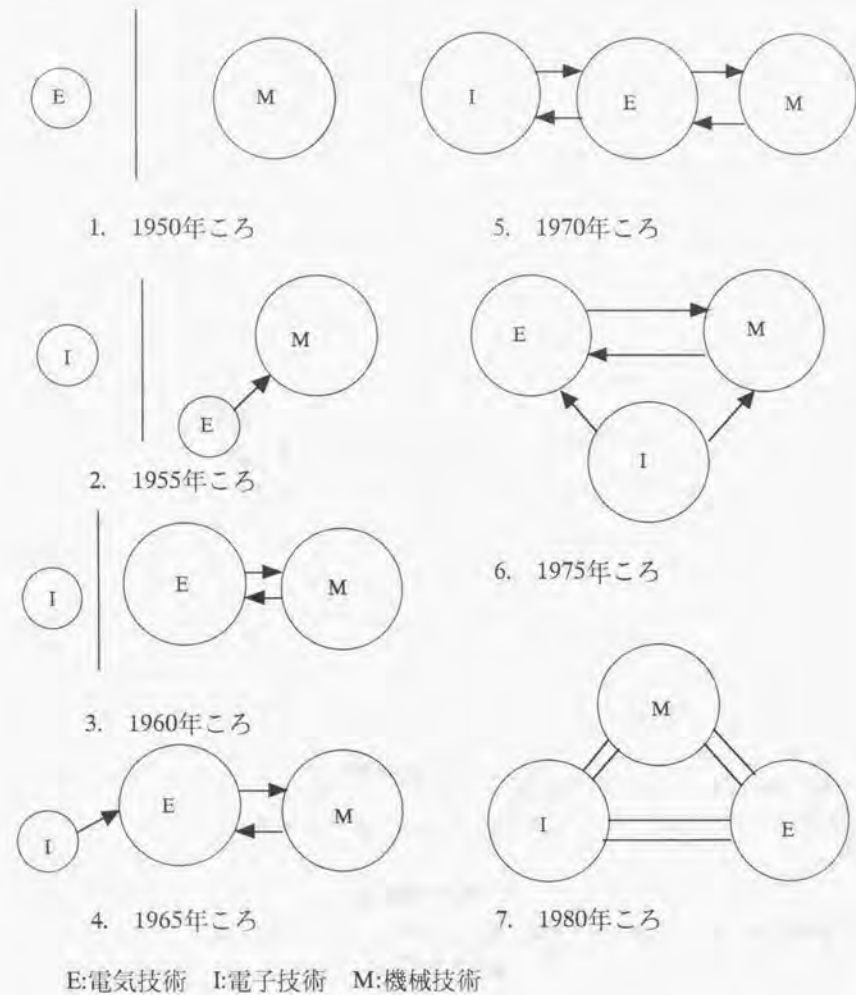


図1-1 メカトロニクスの融合過程

1960年代にはいり、電磁リレーやモータイマなどが機械の自動化を目的に取り入れられ始めた。トランジスタ技術が次第に民生用音響機器分野の主流となった。NC工作機械においても1952年にマサチューセッツ工科大学(MIT)で開発された当初は真空管でロジックが構成されていた時代から、トランジスタを導入したプリント基板に代わり始めた。60年代後半になると通信機器でのトランジスタ利用が普及し、ノイズやサージ対策の厳しい工場自動化分野にも、電気機器の一部としてエレクトロニクス素子が導入された。さらにICが国産化され始めるなど、この時期をメカトロニクスの黎明期と見る事が出来る。

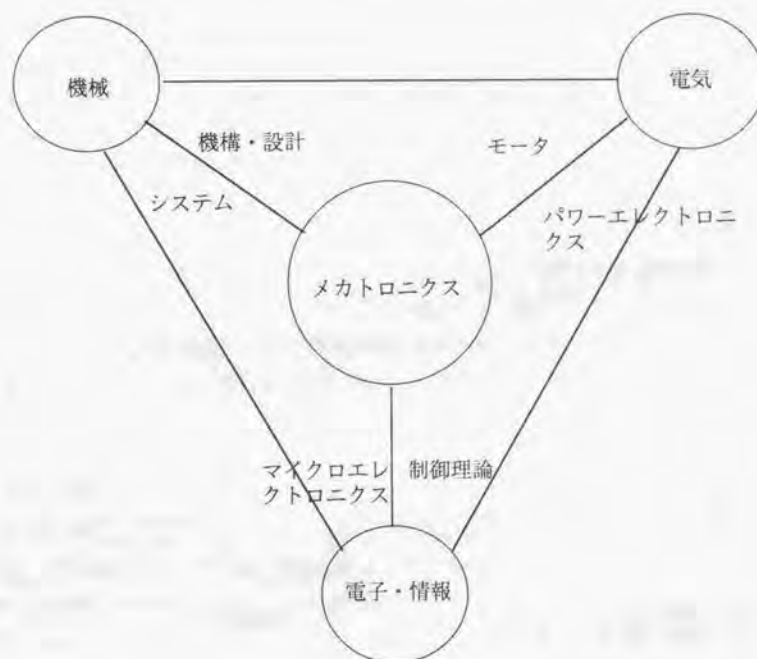


図1-2 メカトロニクスのイメージ

1970年代に入ると、機械システムの構成機器の中で電装品の占める割合が増大し、その電装品の中身が電子化され始めた。半導体技術がICからMSI、LSIに移り始め、NC工作機がミニコンピュータによって制御されるCNCの時代を迎える。さらに後半には、1971年に開発された1チップマイクロプロセッサが制御要素として実用化され始め、電気を媒介することなしに直接電子が機械に関与するようになり、図1-2に示すようにモータと電子制御・機械が三位一体となった、ほぼ現在のメカトロニクスのイメージが出来上がる。1980年代以降は、産業用ロボットやマシニングセンタといった産業用メカトロニクス製品の位置づけがさらに明確になり、マイクロコンピュータの導入が一般的になった。それと共に、機械・電気・エレクトロニクスが一体的な相互関係を持ち始めている。以上述べたメカトロニクス関連の技術の推移を示したものが図1-3である。

メカトロニクス発展の原動力として、モータは単なる動力の供給源としての役割から、各種装置や生産設備機械の性能を左右する中心的存在にまでその役割が引き上げられている。しかも高度の動作を実現するため、要求される動作ごとにモータを配置するいわゆる分散化が起こり、非常に多数の小形モータが使われるようになってきている。従来1設備機械当たり1台のモータの動力を利用してカムやチェーンなどで動力を振り分けることで要求される動作を実現していたものが、各軸ごとに要求仕様に見合うモータを取り付けるようになった。たとえば6軸の動作を要求する用途では6台の制御用モータが使われるまでになり、モータの利用台数が爆発的に増大している。このことを端的に示すものとして、通商産業省生産動態統計調査で調査されているモータの生産高を図1-4に示す³⁾。この図から出力70W未満のいわゆる小形モータの生産高の伸びが際だっており、特筆できることは、すでに1983年に誘導機を主体とする大形交流機の生産高を凌ぐまでになっていることである。小形モータがメカトロニクス技術を支えることにより、この時期から始まる高度成長時代を可能とし、その恩恵を多大に受けることにより初めて現在日本社会の隆盛を築くことが出来たのである。

したがって、発展する製造業の中で、小形モータは産業の米と称しても過言でないほど重要な役割を担っていると結論づけることができる。

西 暦	1945	50	55	60	65	70	75	80	85
		1950年代		1960年代		1970年代		1980年代	
半導体		トランジスタ時代		IC(集積回路)時代		LSI時代		VLSI時代	
				RAM(ランダム・アクセス・メモリ)		1Kビット(1024ビット)RAM		64K 256K 1M	
						4KビットRAM		16KビットRAM	
						64KビットRAM			
コンピュータ	1946 第1世代 真空管時代	1950年代 第2世代 トランジスタ時代	1960年代 第3世代 IC時代		1970年代 第3.5世代 LSI時代		1980年代 第4世代 VLSI時代		(第5世代)
NC	1952 NC第一号 (米)パターソン氏	1959 トランジスタ等 個別部品 デジタル回路	1965 IC部品 デジタル回路 内蔵	1970 LSI, MSI ミニコンピュータ 内蔵	1974 1チップ マイクロプロセッサ内蔵				
ロボット			1962 ロボット1号 (米)ユニメーション社他	1970 (日)第1世代繰り返しロボット (日)第2世代知能ロボット	1977 (日)ブレイバックロボット実用化		1980 ロボット元年		
放電加工機	1942 コンデンサ充電 利用の加工 (ソ)ラザレンコ夫妻	1945 放電加工機開発	1960 ワイヤカット放電加工 (ソ)	1970代 トランジスタ、スイッチ素子					
レーザ加工機			1958 LASER 命名 (米) タウンズ、シャロウ 1960 ルビーレーザー (米) メイマン 1964 炭酸ガスレーザー 1964 YAG レーザ		1975 エキシマレーザー				
電子ビーム 加工機			1956~57 電子ビーム加工法開発						

図 1-3 メカトロニクス関連技術の変遷

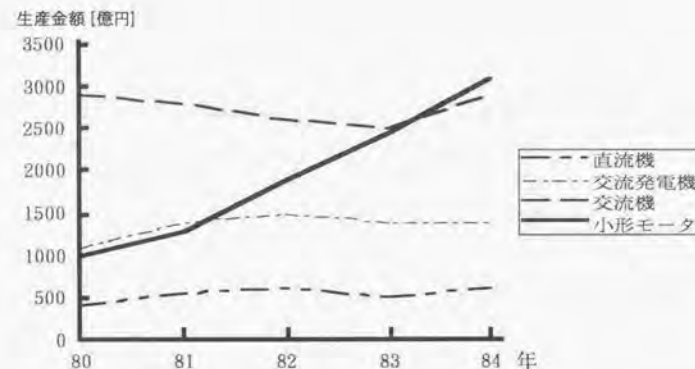
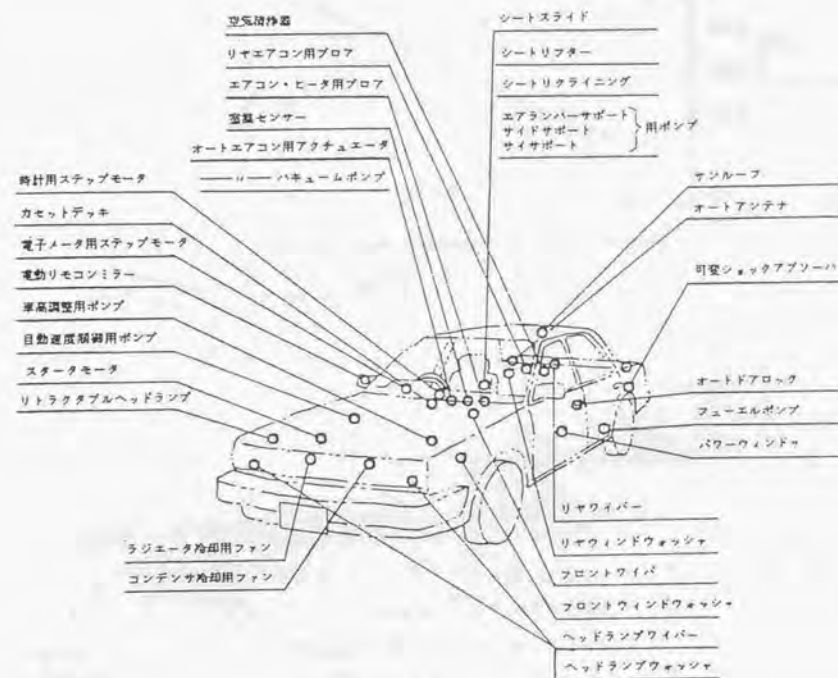


図 1-4 通産省機械統計に見る電動機の生産高

1・1・2 小形制御用モータの位置づけ

機器のダウンサイジングを進めるためには、動作の分散化が不可欠であり、従来単なる動力源として位置づけられていた電動機もただ1台で回転運動を供給するだけでなく、用途にあった場所で所望の動作を実現するアクチュエータとしての位置づけに変わってきた。動作が分散されるため、電動機に要求されるパワーは必然的に小さくなり、パワーよりは所望の動作を実現させるためのサーボ性が要求されるようになった。こうして、大形のいわゆる電動機から、小形モータしかも小形制御用モータが産業発展の重要な一翼を担うようになった。

単に動力源としてとらえた場合でも、小形モータを使用した機器装置の種類が極めて多くなっている。例えば、エアコンや洗濯機など生活に密着した家電品、CDプレーヤーやVTRなどのオーディオビデオ装置、各種産業における自動化機器等々、枚挙にいとまもないほどの用途をかかえ、これらの数量を正確に示すことは不可能なほど大変な量になって

図1-5 自動車に使用される小形モータの例⁴⁾

いる。自動車1台当たりの使用個数を例にして捉えてみても、数え方により個数は変化するものの一般に大衆乗用車で約20から30個、高級車では50個を超えるさまざまな種類の小形モータが適材適所に使用され、その使用個数はさらに増加する傾向を示していると言われている⁴⁾。図1-5にその使用状況を示す。このような状況の中で、通産省の生産動態統計調査でも単に70W以下の出力のモータを小形モータとして生産量を捉えるのではなく、1987年から機種別にその生産動向を捉えるようになり、小形モータの生産台数は図1-6に示すように推移している⁵⁾。

小形モータは以上述べたように、現代社会にあって必要不可欠なものになっている反面、用途ごとの仕様に個別対応することで応用が先行したための歪みが現れている。最も根本的なものとして、小形モータとは、どの容量範囲を指して言うのかといったことさえ正確に定義されていない。また、用途に応じたモータが開発されるため用語・分類法も立場により異なり、いまだ確立していない現状である。電気学会においては回転機技術委員会の下に小形モータに関する調査専門委員会「小形モータの分類と評価法調査専門委員会」を設置し現状調査を行ってきた。その結果、おおよそ以下の結論に達している⁶⁾。

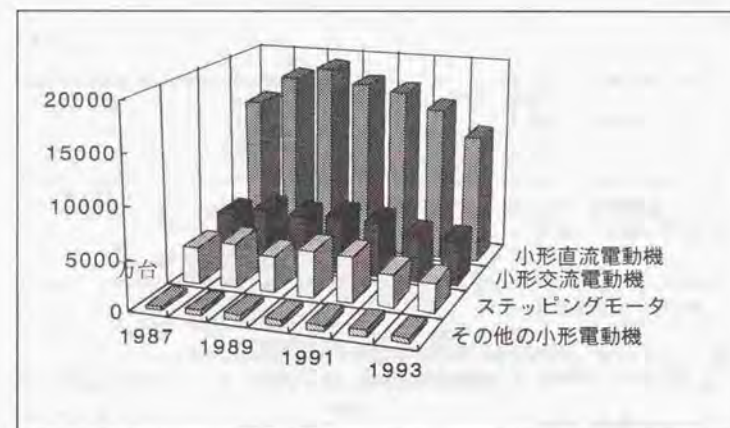


図1-6 小形モータの生産統計

永久磁石材料の近年の急激な進歩により、永久磁石を使用したモータのダウンサイジングが急激に進んでいる。高性能永久磁石を使用することにより、従来の小形モータとして定義されていた70W出力クラスのモータサイズで、750W以上の出力を持つモータが製造可能になっている。こういった状況から委員会では、従来試みられた容量のみで小形モータの範囲を明確に明示することは困難な状況にあるとの結論にいたった。このため、容量に加え大きさも考慮して小形モータの範囲を示すことにし、おおよそ出力1kW(これも定格回転数によってはより大きな容量も考えられる)以下の出力で、片手で持てる程度のサイズのモータを小形モータとして暫定的に定義することを提案している。



(注) それぞれのモータの特徴を表現するため、下記の呼び方が併用されることがある。
偏平モータ、円筒形モータ、スロットレスモータ、スロット付きモータ、コアレスモータ、DDモータ

図1-7 小形モータの分類

分類についても、次の問題点がある。小形モータの最近の傾向としてインバータなど駆動回路により高機能化した利用形態が増えている。このため従来の大型機で行われたモータ端子に接続される電源の種類による分類法では、機器の特徴を明確に表現できなくなっている。しかし駆動方式を含めた分類は現状では難しいため、モータ単体として電源・整流原理を含めた分類を行い、現在の分類を図1-7として提案している。ここで特筆すべきことは、従来電動機の種類では特殊機器としてしか扱われていなかったステッピングモータが、直流モータ、交流モータと肩を並べて分類され、さらに前出の統計調査でもステッピングモータが独立して調査品目に加えられてもいることである。

すなわち、小形モータの使用形態には、機器冷却用ファンに用いられるモータのように、単に動力源として使用されるものから、プリンタ用モータのように、指令に正確かつ迅速に追従することが要求される高度な制御用途のものまでさまざまである。メカトロニクスに使用されるものは、後者のモータが中心であり、特に小形制御用モータと呼び動力用モータと区別しようとする動きがある。用途別に、小形制御用モータの分類をその特徴と共に

表1-1 小形制御用モータの分類と主用途

種類	特徴	主な用途
DCサーボモータ	高応答性 制御が簡単 ブラシの寿命	NC、ロボット OA・AV機器
ステッピングモータ	オープンループ制御 位置決めがパルスで行える 脱調・乱調	OA・AV機器 自動化・省力化機器
ブラシレスDCモータ	速度制御専用 磁極位置検出機を必要	各種スピンドル用
ACサーボモータ	ベクトル制御 制御が複雑 メンテナンスフリー	NC、ロボット 自動化機器

示したのが表1-1である。

モータ単独では、従来の電動機同様単に動力発生源としてしか意味を持たなかったものが、パワーエレクトロニクス技術の進歩によるドライブ技術を適用して制御された動力を発生することが出来るようになり、サーボアクチュエータとしての利用が可能となった。現在では、誘導機でさえベクトル制御を行うことにより、サーボモータとして使用できるようになっている。したがって、モータとそのモータを最適に制御することが可能な駆動回路を組み合わせることにより制御用モータが構成され、ドライブ技術なしには今後の制御用モータを考えることが出来ないと言うことができる。

一般にサーボシステムでは、速度や位置決めといった要求される機能に対応した検出器をモータに取り付けることにより、図1-8に示すような閉ループを構成したフィードバック制御が行われる。使用する検出器の分解能により制御精度が、また制御性能は適応する制御理論により決定され、制御系の設計により如何様にも制御性を向上できる反面、制御パラメータの決定に経験を要するなどサーボシステムに対する専門知識を要求することが問題となっている。これに対し、制御用モータとしてステッピングモータのみが特別な回転検出器を必要とせず、オープンループで制御できるという大きな特徴を有している。

ロボットのピックアンドブレースを例にするまでもなく、アクチュエータとして要求される重要な機能として位置決めがある。サーボモータでは、位置決め機能を持たせるためには、図1-8で位置検出器としてロータリエンコーダやレゾルバなどを使用した、位置フィードバックループを構成必要がある。所望のサーボ性能を実現するためには、ゲインチューニングが不可欠となる。デジタル制御が十分発達していなかった1980年代では、調整のためユーザに大きな負担がかかり、またシステムとしても高価になるといった問題があった。一方図1-9に示すようにステッピングモータは、オープンループで位置決め制御を行え、しかもパルス列というデジタル量で制御出来る機能を持っていたことが、制御技術の未熟であったメカトロニクスの黎明期に重要な特徴となって産業界に受け入れられ、徐々に用途を拡大していくことにより、現在の制御用モータとしての地位を築いている。

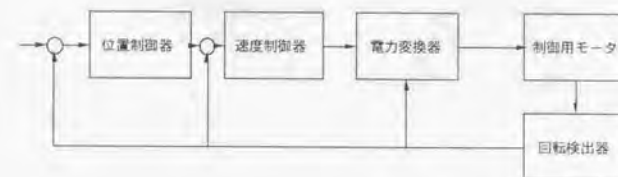


図1-8 一般モータのフィードバック制御系のブロック図

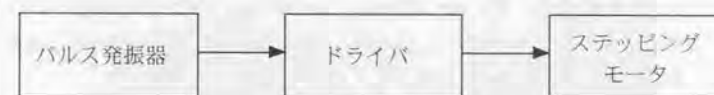


図1-9 ステッピングモータによるオープンループ制御系

1.2 ステッピングモータ駆動システムの現状と問題点

1.2.1 応用分野の進展

現在ステッピングモータは、ロータの構造によりバリアブルリラクタンス形(略してVR形)、永久磁石形(略してPM形)、ハイブリッド形の3機種に分類され、以下のように定義できる。

1. バリアブルリラクタンス形(略してVR形): ロータが多数の突極を持つ電磁材料によって構成され、リラクタンスの変化によりトルクを発生する
2. 永久磁石形(略してPM形): ロータが多極着磁された永久磁石により構成される
3. ハイブリッド形: ロータが永久磁石を挟んで多数の突極をもった電磁材料により構成される。このためPM形とVR形のロータ構造を合わせ持つという意味でハイブリッドの呼び方がされている

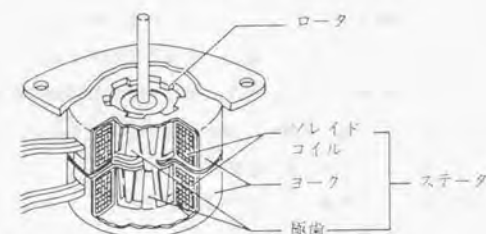
それぞれの代表的構造を、図1-10に示す。

ステッピングモータは、オープンループで位置決めができ、歩進運動(Incremental Motion)機能を持つ点が、一般電動機と大きく異なる特徴となっている。Incremental Motion機能を持ったモータをステッピングモータと見ると、電磁石の吸引作用が基本原理となり、原理の見かけ上の簡単さから電動機開発の黎明期に大きな注目を集めたといわれ、以降簡単に発展の歴史を回顧することにより、応用用途の進展を考察する。

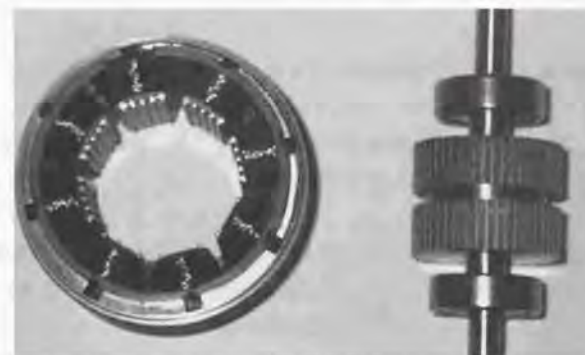
歩進動作を行う電動機は、すでに1830年代から研究され、1838年Davidson(イギリス)は円筒上に配置された軟鉄片を次々に吸引して回転する電動機を開発しこれがステッピングモータの原型と言われている。この電動機により1839年に旋盤を、1942年には電車を動かしたとの記録がある。また、1850~60年には、D.G.FrometによりVR形ステッピングモータの原型とも見られる電動機も発明されている⁷⁾。しかし、当時電動機に要求された機能は安定した動力源となることであり、トルク変動により動力を発生させる本機への関心は当然のことながらうすれ、現在の誘導機や直流機へと開発の関心が移っていった。



VR形ステッピングモータ



PM形ステッピングモータ



ハイブリッド形ステッピングモータ

図1-10 ステッピングモータの基本構造

次に歴史に顔を出すのは、本来の位置制御機能に応用する用途であった。1920年代からイギリス海軍でステッピングモータを砲身や魚雷の発射角の制御に用いたとの記録があり、この技術はアメリカ合州国でも使われたといわれる。わが国においても1940年代から陸動電動機の名前で、遠隔操作の動力源に用いられていたと記録されている。これらの応用は、いずれも軍事利用という特殊目的でありその駆動についても接点式ロータリスイッチを用いて制御されていたと考えられ、産業用としての応用は第2次大戦後迄待つ必要があった。

産業界でステッピングモータが最初に注目されたのは、工作機械の数値制御方式の導入だったとされる。NC装置の操作部モータは、デジタル指示に対応する機能が要求され、制御技術が未発達であった当時ステッピングモータは最適なアクチュエータであった。1957年には3相VR形ステッピングモータをサイラトロン回路で駆動したNC制御機械が発表されて本格的な実用化が始った⁸⁾。わが国においてもVR形モータの開発が産学協同で行れ、3相VR形モータ、5相VR形モータが相次いで実用化され、さらに高トルク化実現の為電気・油圧ステッピングモータへと発展して行った⁹⁾。こうして、1970年代前半迄には、NC装置の操作部電動機として確たる基盤を作っていた。しかし、NC装置の性能向上とともにステッピングモータをオープンループで駆動する性能限界が出始め、実用面では周知のごとくしだいに直流サーボモータに切り換わって行ったが、ステッピングモータの基本特性に関する研究は継続して各方面でなされた¹⁰⁾¹¹⁾。

当時は、半導体電力スイッチに性能の良いものがなく、励磁の切り替えにサイリスタが使用されていたため高速回転ができず、せいぜい数百rpmが最高回転数であった。さらにVR形ステッピングモータでは、高速回転させることによる振動・騒音の問題が発生したことも、DCサーボモータに切り替わって行った要因と考えられる。

NC装置のように大容量の分野の衰退と反し、磁気記憶装置のヘッドの位置決めを代表例として電算機の周辺端末機器のIncremental駆動用途への応用が1960年代から始まり、現在この分野におけるステッピングモータ全盛期への源流となっている。特に、1952年GE社で開発された低速同期電動機をその原形としたハイブリッド形として現在主流となっているステッピングモータ¹²⁾¹³⁾が、1960年代から本格的に製造され始めた¹⁴⁾¹⁵⁾。この出現により1ステップ角1.8°と高分解能で高トルクを持ったステッピングモータが実現され、その後の発展に大きく寄与することとなった。これ以降VR形は振動や安定性の面が

らほとんど使用されなくなった。

近年VR形ステッピングモータを回転子位置により励磁相を切り替えて運転する駆動法を適用し、この駆動システムをスイッチトリラクタンスモータと呼び実用化が欧米で始まっている。この駆動システムでも、騒音・振動が問題となり、最近のパワーエレクトロニクスの進歩を適用して電流制御により改善が進み、再度脚光を浴びようとしている¹⁶⁾。

ドライブ回路は半導体の進歩を持つ必要があり、1960年後半迄はその生産量も微々たるものであった。1970年代に入りICの実用化とともに励磁シーケンスの発生が1チップのICで行えるようになり、またパワートランジスタの普及もあって爆発的にステッピングモータの生産台数が増え続けるきっかけとなった。当初からDCサーボシステムと比較したコスト面での利点が追求されたため、図1-11に示すよう定電圧源によるドライブ回路が使用され、高速回転は行えなかった。この改善のため図1-12に示すように現在のスイッチ

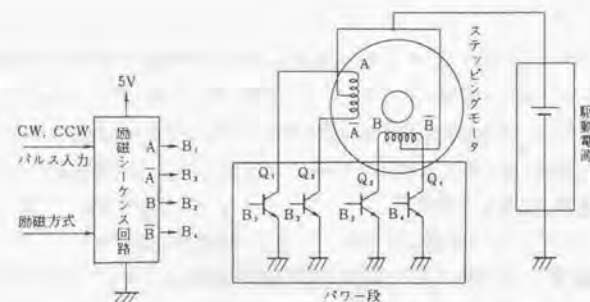


図1-11 ステッピングモータの基本駆動回路

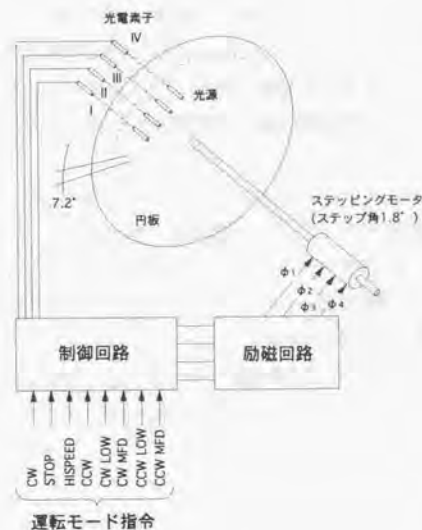


図1-12 閉ループ制御基本概念図

トリラクタンスモータとどうよう無整流子電動機の一つとして駆動する閉ループ駆動法が、実用段階に入った当初から検討された¹⁶⁾。しかし励磁位置の帰還パルスのみにより駆動する方法であったため、速度制御を行えないことが欠点となって実用化は進まなかった。また、理論面でも励磁の切り替え点を試行で決定し進み遅れ角について明確出来ないといった技術的問題も存在していた¹⁷⁾。

1971年以降になって、ステッピングモータ使用量が急増した。この現象は、電算機用周辺機器での大量使用から始まったとされる。特に、プリンタでは、キャリッジ送り、ブリトホイール駆動、紙送り用と4台のステッピングモータを使用し、いわゆる電子化されたプリンタを作りだし、機械式プリンタに置き換わって行った。このことは、従来ベルトやカム機構で作られていたそれぞれの動作を、各必要動作ごとに専用アクチュエータを位置付けることで高速運転を実現したものであり、動作の分散化という電子化する際の成

功事例と考えられる。さらに、1975年代に入って普及したフレキシブルディスク装置(FDD)で、磁気ヘッド送り用にステッピングモータが使用され、プリンタと共に大きな市場が作られ、現在のステッピングモータ利用技術の基礎が作られた。

動作の分散化による小形・高速化は各分野で行われ、その結果さらなる高機能化が行われている。例えばコピー機を例に取れば、以下のような技術革新を経て現在に至っている。当初単位時間当たりのコピー枚数を多くするために分散化が行われた。次に用紙の拡大・縮小機能をつけるため、縮尺倍率をデジタル的にコントロールする必要を生じ、光学系の位置決め駆動にもステッピングモータが使われるようになった。さらに、コピーのカラー化に対応するため、高分解能のステッピングモータが要求されるようになり、制御用モータにたいしても仕様が厳しくなって来ており更に高性能の駆動システムが要求されている。この例のように、分散化により複雑な制御が可能となり、いままでは実現できなかった機能を付加することが可能となったのである。分散化に際しては、各部署個別にモータが配置されるため、その使用台数は必然的に増加し、とりわけ位置決め機能を有するステッピングモータは、オープンループで簡単に機器に適用できることが受け入れられ、応用分野を広げる要因となった。

さらにOA分野ばかりでなく、近年では、半導体製造設備を代表に一般産業分野でも、デジタル位置制御用アクチュエータとしてその利用分野を拡大している。小形モータの生産台数の推移は図1-5にも示したが、ステッピングモータは台数ベースで常に小形モータの生産量の10%以上を占めるまでになっている。

1・2・2 モータ単体から駆動システムへの変遷

VR形は前節でも述べたごとくステッピングモータの黎明期に注目されたものの、軽薄短小の進んだ現在ではまったく生産されておらず分類上に歴史に名をとどめているにすぎない。PM形、ハイブリッド形の2機種が実際に使用されている。特にハイブリッド形は、PM形とVR形の特徴を合わせ持つため、機器への応用に際しハイブリッド形がまず使用され、続いてローコスト化が必要な場合にPM形に機種の移行が行われる。また、主トルクの発生機構、動作原理も両者ほぼ同一となることから、ハイブリッド形を本論文では研究の対象として取り扱う。

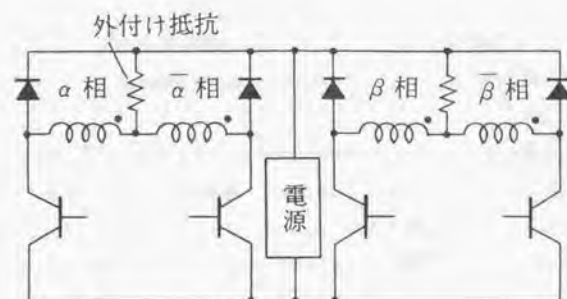


図 1-13 2相ユニポーラ駆動主回路構成

情報機器への応用が本格的に始まった当初、ステッピングモータにはローコストで位置決めできる機能が要求された。このためステッピングモータ自身の特性としては、静止角度誤差が小さいこと、また駆動回路は極力簡単な構成で仕様を満足することが要求された。現在に至るまで標準的とされる定電圧駆動ステッピングモータの回路構成を、図1-13に示す。モータ巻線は、1相を図1-14に示すよう同一極に中間タップを持つ2つのコイルで一相を構成するように配置し(これをバイファイラ巻線と呼ぶ)、2つのトランジスタによりN極・S極に励磁できるようになっている。このようにバイファイラ巻線とすることにより、一般交流2相インバータでは、2相フルブリッジ構成となり8個のスイッチング素子が必要であったのに対し、その半分の4個のスイッチング素子で主回路を構成できる利点があった。主回路は定電圧源に接続されて駆動されたため定電圧駆動と呼ばれ、パルスレートの上昇とともにインピーダンスが増加し300rpm程度の回転数までが最大応答周波数であり加速減速を行って高速駆動することが出来ず、事実上パルスレートをステップ的に与えて起動停止が行える自起動周波数での使用しかできなかった。

定電圧駆動においても、高速特性を改善するためさまざまな改善が試みられた。いずれも励磁切り換えのスイッチング時の電流立ち上がり遅れをどのように補償するかが駆動回路での改善のポイントとなった。図1-12に示したように巻線と直列に抵抗を付加することにより見かけ上のインピーダンスを低くする外付け抵抗駆動や、図1-15に示すような異電圧を使用する回路が用途ごとに応用されてきた。これらにより、パルスレートトルク特性は図1-16に示すよう改善され、時起動領域からスルー領域への加速・減速を行う駆動が可能となり、プリンタのキヤリッジのリターン動作などの高速化が行われるようになった。可

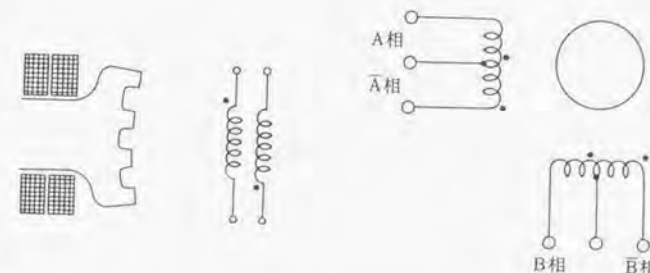


図 1-14 バイファイラ巻線

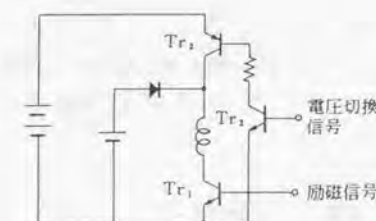


図 1-15 電圧切換駆動主回路

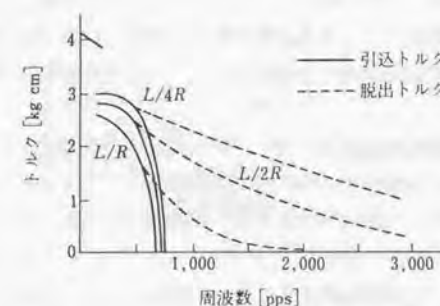


図 1-16 外部抵抗付加駆動のパルスレート脱出トルク特性

変速駆動が行われるようになると、ステッピングモータの持つ振動により使用できない領域が問題として取り上げられるようになり、ステップ角を細分化することにより特性改善を行う研究が行われた。

ステッピングモータのステップ角 θ_s は、モータ相数を m 、ロータ歯数を n_r とすれば、次式で表わされる。

$$\theta_s = 180 / m \cdot n_s \quad \dots \dots \dots (1-1)$$

したがって相数を増やすかまたはロータ歯数を増やすかにより、ステップ角が機械的に細分化できる。ロータ歯数は当初50であったものが、100のものが生産されるようになった。しかし、ステップ角が半分になっても、相数は2のままでありトルクリプルが大きいことによる振動の問題の解決にはならなかった。そこで、ハイブリッド形でもVR形同様相数を多相化することが試みられ、3相、4相、5相のステッピングモータが開発製品化されていった¹⁸⁾。現在ハイブリッド形は、図1-17に示すよう多種のモータが生産されるようになっている¹⁹⁾。

ドライブの面でもICの進歩とともに電流制御が簡単にできるようになり、ステッピングモータにもチョッパにより電流を一定に制御する駆動方法が取り入れられるようになった¹⁶⁾¹⁷⁾。その駆動ブロックは、図1-18となる。ステッピングモータの駆動回路では制御部とパワー部の絶縁を必要としないため、電機子電流の検出も各相ごとに行うことはせず、インバータから流れ出す場所1箇所で見出し、インバータに流入する電流が一定になるように制御される。電流制御のチョッパ駆動回路を採用することで従来とは比較にならない高速特性が実現され、最高応答回転数は3000rpm以上も可能になった。

チョップ駆動回路が使用されるようになり、モータとの組み合わせをどうするかという問題を生じた。すなわち、ステッピングモータの定格事項は全て静止時の状態で定義され、同一の定格励磁電流のモータでもインダクタンスや誘導起電力定数が違い、同一のパルスレートトルク特性が得られない。したがってアプリケーションによって定まる要求トルク・回転速度を満足するモータと駆動回路の組み合わせを選定しなければならないといった応用に最しきの複雑さが問題として顕在化した。

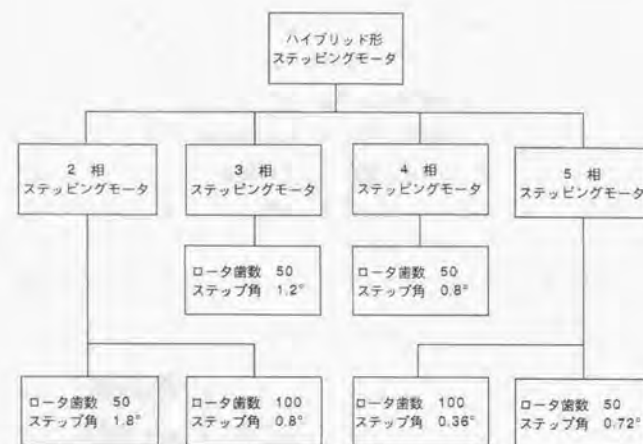


図1-17 ハイブリッドステッピングモータの種類

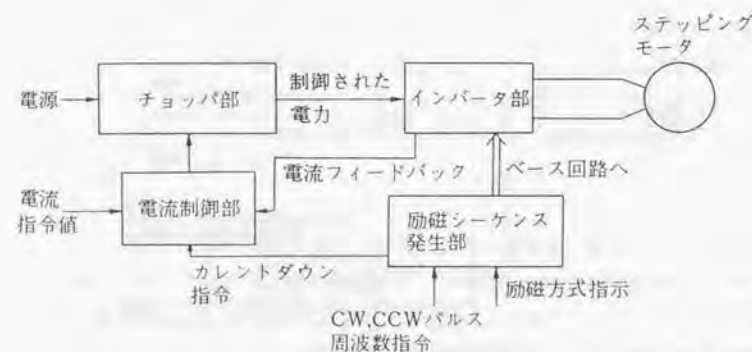


図 1-18 定電流チョッパ駆動ブロック図

さらにステッピングモータは、トルクの傾きを利用して動作するものであり、回転振動が問題となることが知られ、駆動回路の組み合わせによっては特に顕著に現われることが指摘されていた。特に電流制御チョッパで駆動した場合、固有振動数近傍では共振現象により駆動できないこともあり、モータ特性を考慮した駆動回路設計が要求されるようになってきた。このため、徐々にモータ定数に合わせて駆動回路設計が行われるようになり、ステッピングモータでもサーボモータと同様、モータ・駆動回路を一体にした駆動システム化が進んだ。駆動システムと捉えることにより、ステッピングモータへもパワーエレクトロニクスの進歩によるドライブ技術が適用され、マイクロステップ駆動や閉ループ駆動など高機能駆動が実現されていった。現在実現されているステッピングモータの駆動方式は、図1-19のようにまとめることができる。



図1-19 ステッピングモータの駆動方式の分類

1・2・3 現状と問題点

前節で示したごとく、モータと駆動回路を一体とした駆動システムとしてステッピングモータを制御するようになって、従来の情報機器出力装置の応用のみにとどまらず、簡易サーボ用途まで広範囲に使用されるようになった。しかし小形モータ全般に言えることであるが、応用がすすんでいるものの、特性の評価法の指針さえ確立したものがない状態が続いていた。そのため電気学会回転機技術委員会のもと「小形モータの性能評価法調査専門委員会」が設置され、小形モータ全般の測定法について調査が行われた。ステッピングモータについても筆者を中心にその測定法が調査され、測定法がまとめられている²⁴⁾。

ここで特徴的なことは、角度精度の測定法が詳細に定められていること、振動特性として駆動パルス周波数による速度変動の特性の測定法が示されていることである。角度精度は、ディスク装置のヘッドの位置決め用アクチュエータとして利用された当初、加工精度も未熟であったため特に重要とされた特性であり、現在ではあまり重要視されなくなっている。これに対し後者は、チョッパ駆動により最大応答周波数が高くできるようになったため重要になった特性である。すなわち、ステッピングモータは振動を伴って回転するモータであるため、ある固有のパルス周波数で共振を発生する。このため速度トルク特性で示される領域を全て使うことができないという欠点がある。どのパルス周波数で共振を起こすかを設計段階で確認できることは有用であり、無負荷ではあるが共振周波数を振動振幅として評価しようとする特性が振動特性であり、ステッピングモータの動的性能を評価する判断基準として今後重要な意味を持ってくるものと考えられる。ステッピングモータの特性測定法をまとめることにより、客観的に駆動システムとして特性を比較することが可能となった。

ステッピングモータは、特定用途向けに開発されてきた経緯があり、その用途に要求される特性さえ満足すれば、他の特性は問題にされず客観的に特性を評価することがなかった。最も象徴的な例としてフアクシミリ用に開発された4相ステッピングモータを挙げることができる。フアクシミリでは原稿の読み取り速度が2相モータの共振周波数とほぼ同等の速度に設定されていたため、振動の問題をどう回避することが重要な問題とされていた。共振を回避するためにはパルス周波数を変更できれば良くハーフステップ駆動、ダブル1-2相駆動等が行われていたが十分な性能が得られなかった。そこで開発されたものが4相であり2相の整数倍のパルス周波数で同一速度が得られるためソフトウェアを変更する

ことなしに必要な速度で十分な低振動化が達成されたため、ほとんどのブアクシミリが4相モータを使用するにいった。しかし、トータルとして見た特性は、2相モータと比較してそれほど優れていたわけではなく、この用途以外に応用されることはなかった。

このように特性改善としてステップ角を細分化することが行われたが、特性上全般に渡っての具体的な比較が十分行われたわけではなく、ある特定の特性のみが評価されて実用化されただけであった。ステップ角を細分化するにしても、歯数や相数を増すことによりモータ本体のステップ角を改善する手法と、マイクロステップ駆動により電氣的に細分する方法が考えられるが、各々の特長が十分明確にされているわけではなかった。このため、後者の方法により全ての特性が改善されるといった誤解を生じる原因ともなっていた。

小形モータ一般に要求されることであるが小形・高性能化の要求が強く求められ、ステッピングモータとしては、高トルク化が望まれている。ステッピングモータの発生トルクは静止時に発生できる最大トルクであるホールディングトルクを指標としていたが、マイクロステップ駆動が行われるようになると、トルクの分布が問題となるようになった。したがって、高トルクを実現し、しかもトルクリブルの少ないモータが要求されるようになった。ステッピングモータの設計は、筆者の知る限り1970年代に行われたものを踏襲しており、近年の加工・組み立て精度の向上による技術の進歩に対応したものではなく、ステータ・ロータのギャップが $50\mu\text{m}$ 以下にできることも想定して設計を見直す段階になっていると考える。

多相ステッピングモータについても同様であり、5相ステッピングモータでは開発当初からトルクリブルが低減できることを目的としたためか、ギャップを $100\mu\text{m}$ 程度と広くとり、モータ本来の持つ磁気特性を十分発揮して設計されている状態ではなかった。したがって、多相ステッピングモータとしてホールディングトルクが2相モータと比較しどの程度になるかも明らかでは無いという問題を持っていた。

駆動システムとして見た場合、より高速まで高いトルクを持ったバルスレートトルク特性を実現できるかが要求事項となっていた。図1-18に示したチョッパ駆動が一般に行われるようになると、加速してモータが回転できる最高応答回転数は $10,000\text{rpm}$ にもなり、回転速度に定格の定められていないステッピングモータでは、どの回転領域までが実際に使用できる領域かを明らかにすることが要求されている。図1-20に理想化したステッピング

モータのバルスレートトルク特性を示すが、電流制御が行われている領域では一定のトルクを発生し、それ以降の定電圧領域ではなだらかな指数関数的な減衰特性となることがが望ましい。ホールディングトルクばかり大きくても、実際の駆動トルクが低くては高応答が期待できないため、定トルク領域の駆動トルクはできるだけホールディングトルクに近いものが望まれている。しかし、一般に使用される2相ステッピングモータでは駆動トルクが30%以上ホールディングトルクより減少し、この点も問題となっている。

またバルスレートトルク特性で示される全領域が安定に利用出来るわけではない。現実には、次の問題を持っている。低速域ではステッピングモータの固有振動数に起因する乱調と呼ばれる不安定現象があり事実上駆動出来ない領域となっている。中速域にも誘導起電力とモータ印加電圧に起因すると考えられる中速域の共振現象が存在し加速時この領域での共振により脱調を起こし速度制御範囲を著しく狭める原因となっている。振動の問題は、駆動システムとしてサーボ性能を要求される現在、解決しなければならない問題となっている。

現在ステッピングモータについて要求される事項は、次のようにまとめることができる。

- 1 モータ発生トルクの高トルク化
- 2 トルクリブルの低減
- 3 ディテントトルクの低減
- 4 騒音・振動の低減
- 5 発熱の低減

駆動回路に要求される事項は、次のようにまとめることができる。

- 1 小形・大容量化
- 2 低振動化
- 3 ローコスト化

モータと駆動回路をまとめた駆動システムとして要求される事柄は、以下のようである。

- 1 低速から高速回転まで安定に駆動できる。

- 2 運転全領域に対して乱調・共振がないこと。
- 3 トータルとして駆動システムが安価に構成できること。

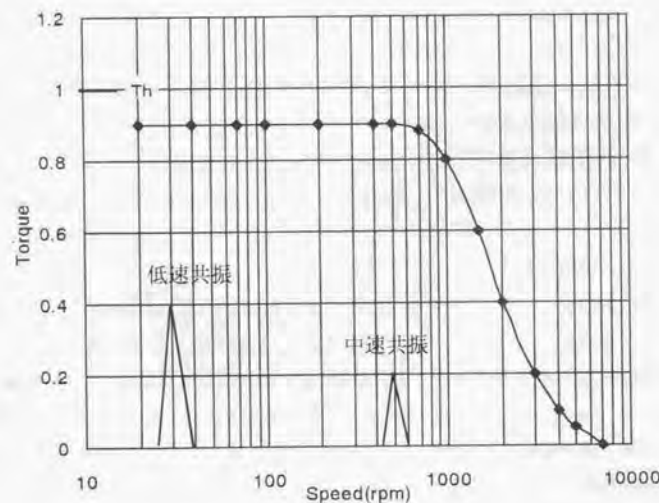


図1-20 理想的なパルスレート脱出トルク特性

1・3 本研究の目的と意義

1・3・1 本研究の目的

ステッピングモータは前章で論じたように、駆動システムとしてとらえ性能を改善していくことが重要である。しかし、従来はモータ本体の特性改善と²³⁾²⁴⁾、駆動方式の研究が個別に行われており、モータの特性を十分生かし切って駆動しているとは言えない状況であった²⁵⁾²⁶⁾。特に駆動の安定性に対しては重要な問題であるにもかかわらず、理論的な提案が一部でなされているだけで²⁷⁾²⁸⁾、実用的な研究がなされていなかった。ステッピングモータ駆動システムとして、モータの性能を十分生かしきる駆動方法と、またその駆動方法の前提としてモータに要求される特性を満足するモータが同時に開発されることにより、始めて1・2・3で論じた産業界の要求を満足する駆動システムとすることができる。

駆動システムとして高性能を実現するためには、従来の2相ステッピングモータでは低速での共振による脱調を代表に、トルクリプルに起因する振動の問題を回避することができず性能改善に限界がある²⁹⁾。このため相数を増すことにより高分解能を実現できる多相化が不可欠であると考ええる。PM形ステッピングモータは、軸方向にステータを多段に配置することで相を構成するため、多相化は困難である。またVR形は、界磁に永久磁石を持たないことから発生トルクの面で不利となる。したがって、相数がステータのポール配置で決定できるハイブリッド形ステッピングモータが多相化に最も適した構造であると結論でき、今後も高性能ステッピングモータとしてはハイブリッド形が使用されることになると考えられる。本論文では、ハイブリッド形を対象に研究を行う。

ハイブリッド形ステッピングモータは、コンデンサ分相による2相超低速電動機として開発された¹³⁾。このため、一般電動機のように3相ではなく2相での利用から始まり、その特性改善法として、多相化や駆動方式が研究されてきた。現在でも、トルク特性解析の対象は2相ステッピングモータに関するものが大部分である³⁰⁾。このため、多相ステッピングモータの特性については十分検討されておらず、実用のみが先行している現状であり、相数の違いによる得失を明確にすることで、モータ相数固有の特長を生かした駆動システムの構成法を検討することで性能改善を行うことが産業上重要であると考ええる。

本論文では、ステッピングモータを駆動システムとして捉えることにより、モータ・ド

タイプ両面からの性能改善を行うことにより、サーボアクチュエータとして高性能化された駆動システムを実現することを目的した。

ステッピングモータ駆動システムとして、一般サーボモータのように3000rpmを定格回転数とするような高速域での駆動により性能改善を目標とすることは、鉄損の増加による効率低下が著しいことから実用的でない。あくまでもオープンループで簡単に位置決め制御を行えるというステッピングモータの持つ特徴を損なうことなく高性能化を行う必要がある。図1-20に示すように、起動から数100rpmの回転数範囲で一定のトルク特性が得られ、定格回転数を1500rpm以下とした全運転範囲で共振による乱調・脱調などを起こすことなく安定した運転特性を実現出来ることが高性能化の目標となる。

1・3・2 本研究の意義

標準機として2相ステッピングモータの特性を基準として多相化による性能改善を比較することが必要であると考えた。2相機については、すでに特性解析はやり尽くされているようにも考えられがちであるが、ステッピングモータは駆動回路により特性が大きく異なると表現されるように、駆動システムとして捉えた動特性については不明確な点も見受けられる。2相駆動システムの特性を解析しておくことは、多相ステッピングモータの特性を評価する上で基礎研究としても意味のあることと考える。

ハイブリッド形ステッピングモータのトルク発生機構を簡潔に表現することは、システムの挙動を記述する基礎方程式を導出する上でも重要である。始めにギャップパーミアンスにより発生トルク機構を検討することで、トルク式を簡潔に表現した³⁰⁾。この結果は、モータ設計パラメータと密接なパーミアンスの関数としてトルクが表現されるため、モータ設計上から駆動特性を改善することが可能であることを示している。ギャップパーミアンスの分布は、誘導子の設計により決定される³¹⁾。したがって、磁界解析によりトルク分布の改善が行えるため、要求仕様と適合するモータを設計する上で有意義な研究である。運動方程式と電圧方程式を連立させ、機電連成系として動特性を解析することにより、ドライブ回路の構成による影響を考慮できるようになる。ステッピングモータの動作の挙動を位相面上に記述するTaft氏等により提案された手法を応用することにより³²⁾、固有振動数近傍の挙動が解析される。従来低速域の不安定現象としてのみ説明されていた挙動を視覚的に捉えることができ、動特性を検討する上で有用な手段である。

超多極同期機であるという特徴を生かし、ダイレクトドライブ(DD)用モータとしてステッピングモータで閉ループを組むことにより行うことが検討されている。しかし、最も基本的なトルクの線形成についても十分な評価が行われていない。一般ブラシレスモータと同様のトルク制御系を構成することによりトルクリブルの発生原因を明らかにすることは、DDモータへの応用として最も重要なことと考える。

ステッピングモータの多相化は、ステータの磁極配置により決定されるが、相数によりどのように磁極を構成するかは明確にされていない。さらに、相数を変えた場合の発生トルクについても設計パラメータを同一にした比較が行われておらず、どのような利点があるかを理論的に明らかにする必要がある²⁷⁾。駆動方法についても、2相ステッピングモータでは、バイファイラ巻線を利用したユニポーラ駆動が一般であるが、多相構成の場合巻線利用率の面からバイファイラ巻線は好ましくなく、ドライブの主回路をどのように構成するかといった問題もある。更に、励磁相数が増すことにより、2相では考えられなかった特殊な励磁方式が考案できるものの、励磁方式と駆動特性の関係は明らかでなく、駆動システムを構成する上でどの励磁方式を選択すべきかは重要な問題であり、駆動システムの高性能化を行う上で意義がある。

ドライブサイドでのステッピングモータの高性能化手法として最も有望なものは、励磁をステップ的に切り換えるのではなく、段階的に切り換えるマイクロステップ駆動法である。多相化せずとも、マイクロステップ駆動により2相ステッピングモータで高性能化が可能とも考えられていた時期があったほどであるが、トルクリブルを発生しやすいという2相機特有の現象が十分把握されていなかった。また、トルクリブル低減のためには指示電流波形を正弦波とすることが常識的に行われているが、この場合発生できる最大トルクがフルステップの場合と比較し2相機の場合で40%減少するという問題がある。近年のパワーエレクトロニクスでは非正弦波でもトルク効率の良いドライブを行おうという目的の提案が行われているが、ステッピングモータにもこの考えを適用することを検討することはDDモータ分野への応用を考えた場合意義のあることである。

半導体を代表例として真空環境下で作業を行うことにより、従来達成出来なかった性質の材料を製造する試みがなされている。ここで問題となっているのが、真空環境下での運動機能の実現である。現在は、真空装置外部からベローズ・磁気カップリングにより動力を伝達しているが、精度や動作速度さらには装置の大型化が問題となっている。真空装置

内でモータを直接駆動できれば作業性の上で革新的な技術革新がされるとされていた。しかし、モータには絶縁材として多量の有機物質が使用されるため、真空装置内でのガス放出の状態が不明だったことと、放射での熱放出しか考えられないため温度上昇の面で問題があるとの危惧からほとんど、ニーズとしては古くからあったもののほとんど検討されていない状況にあった。特にサーボモータを使用した場合回転検出器の問題も発生することになり不都合であった。ステッピングモータは、オープンループで位置決めが行えるため真空装置内でのアクチュエータとして最適なものと考えられ、その真空対応の特性について研究することは、産業上からも重要である。

1・3・3 本論文の構成と各章概要

本論文は、緒論、結論を除き、以下の構成となっている。

第2章 2相ステッピングモータ駆動システム

第3章 多相ステッピングモータ駆動システム

第4章 5相ステッピングモータのマイクロステップ駆動法

第5章 超高真空環境に適合するステッピングモータの開発

第6章 円筒状リニアバルスモータの開発

第2章では、ステッピングモータの基本機として2相ステッピングモータを対象にモータのトルク発生メカニズムから基礎方程式の導出までを行い、機電連成系として2相ステッピングモータの特性を検討する³⁰⁾。まず、第2節においてギャップパーミアンスに着目することにより、ハイブリッド形ステッピングモータのトルク発生機構を検討する。これにより空間高調波の各次数成分が各種トルクリブルの発生原因となっていることを示す³¹⁾。ギャップパーミアンスは誘導子の設計により決定されることから、有限要素法により誘導子の歯幅と極ピッチの比をパラメータに解析した結果を第3節において示す。高調波成分とトルクの関係を示すことにより、トルクリブルも考慮した設計法を提案している³²⁾。

第4節においてステッピングモータの基礎方程式が導き、機電連成系としてステッピングモータの動特性が解析され、固有周波数近傍での脱調現象の原因が示される。またこの手法によりオープンループでの加速・減速パターンをシミュレーションすることにより軌

道制御を行うことにより最短時間位置決め制御が行えることを示す³³⁾。

第4節において、基礎方程式からステッピングモータを多相の同期機として取り扱う閉ループトルク制御法が示され、トルク制御を行った結果からトルクリブルが発生することが実験的に検証される。その発生成分の逆位相の電流注入による対策を提案しトルクリブルが低減できることが示される³⁴⁾。以上により、多相ステッピングモータで性能向上をはかる基礎的研究を2相機で行う。

第3章では、2相ステッピングモータでの問題を解決するため、多相化の得失が論じられる。第2節において、ステッピングモータの多相化するための、一般化した磁極配置法が示される。第3節において、静止時に発生するスティフネストルク分布からトルクリブルをはかる尺度を提案し、2相、3相、4相、5相ステッピングモータを比較する。多相化した場合さまざまな励磁方式が考えられ、第4節で特に5相ステッピングモータの場合結線により安定範囲に違いがあることが示される³⁵⁾。ステッピングモータでは、中速域での共振が安定範囲をせばめていることが最大の問題であり、5相で励磁方式を考慮することにより制御範囲の拡大が有効であることが筆者により始めて明らかにされた³⁶⁾。したがって駆動システムとして見た場合、高速駆動まで考え5相ステッピングモータが有利であると結論している。

第4章では、オープンループ駆動での性能改善のためのマイクロステップ駆動法を論じる。第2節においては一般の2相ステッピングモータのマイクロステップ駆動特性が解析され、空間高調波磁束によって発生するトルクリブルの影響が振動発生原因となり、また電流制御誤差によっても同様の現象が発生することが示される。2相ステッピングモータの本駆動は、外乱に非常に弱い駆動系であることが示される。高調波の影響を最も受けにくい5相ステッピングモータのマイクロステップ駆動法が検討され第3節でトルクリブルが低減されること、また台形波マイクロステップ駆動により通常のフルステップと同等の駆動トルクが得られることを示す³⁶⁾³⁷⁾。さらに第4節として、電流制御を行わない台形波PWMマイクロステップ駆動でも十分な性能が得られることが示される。本章で提案した駆動システムにより、超低速から高速まで安定して駆動することができるステッピングモータ駆動システムとすることが可能となったと結論する³⁸⁾³⁹⁾。

第5章では、駆動システムの応用として超高真空環境に適合するステッピングモータを

論じる。まず、第2節で半導体製造設備を例に現状の真空用アクチュエータの問題点を指摘し、超高真空中にも適応するアクチュエータとして開発したステッピングモータの特性が第3節で示される⁴⁰⁾⁴¹⁾。真空中での使用はモータにとって発熱の面で非常に不利となるため、その放熱特性を十分調査する必要があり、第4節で損失と温度上昇の関係が実験的に求められる⁴²⁾。

第6章では、ステッピングモータのリニアバルスモータ分野への応用として磁気回路構成を新たに工夫することで多相構造を可能とした円筒状リニアバルスモータの開発について述べる⁴³⁾。始めに従来より提案されているCLPMの磁気回路上の問題点を明確にする。円筒構造である利点を利用し、一般モータどうよう電機子起磁力を周方向に配置した新しいCLPMを提案する。第2章で論じたステッピングモータの解析手法がそのまま適応できることを示す。最後に、提案したCLPMの基礎特性を検討することで、本論文で述べた5相ステッピングモータ駆動システムと同等の性能を実現するリニアバルスモータが開発できたことを述べる。

最後に第7章で結論として、本研究のまとめを概説する。

参考文献

- 1.) 黒澤豊樹「メカトロニクス技術の展開と今後のニーズ」精密機械 49巻11号 p.3-8 (1983)
- 2.) 北浦浩一「産業メカトロニクス」p.21-29 東洋経済新報社 (1986)
- 3.) 片岡「制御用小形電動機の最近の動向」電気学会誌 昭61-4 p.289 (1986)
- 4.) 佐々井「自動車電装品用パワーモータ、アクチュエータ」電気学会全国大会 昭62 S10-4 (1987)
- 5.) 重電機器統計資料集 日本電機工業会 平成6年3月版 (1994)
- 6.) 小形モータの分類と評価法調査専門委員会「小形モータの分類と試験法の現状」電気学会技術報告 第576号 (1995)
- 7.) 見城、新村、「ステッピングモータの基礎と応用」総合電子出版 (1978)
- 8.) Thomas, A.G. "The Power Stepping Motor-A New Digital Actuator." Control Engineering January (1957)
- 9.) 池辺「ステッピングモータの研究」東京工業大学 学位論文 (1961)
- 10.) 後藤「三相ステップモータの駆動方式」電気学会誌 Vol.84-10, No.913 p.183-192 (1964)
- 11.) 西村 他「非線形離散時間系としてのステップモータの動特性」電気学会誌 91-4, (1971)
- 12.) K.M.Feirtag, J.T.Donahoo; Dynamoelectric Machine, US Patent No.2,589,999 (1952,3)
- 13.) Snowden, A.E. "Characteristics of a Synchronous Inductor Motor," Trans AIEE, Applications and Industry, p.1-5 March (1962)
- 14.) J. Proctor, "Stepping motors move in" Product Engineering p.74-88 February (1963)
- 15.) T.J.E.Miller, "Switched Reluctance Motor Drives" PCIM Reference Series, Interec Communications (1988)
- 16.) Fredriksen, T.R. "Applications of the Closed-loop Stepping Motor," IEEE Trans on Automatic Control, Vol.AC-13, No.5, October (1968)
- 17.) 下谷 他「位置帰還バルスで駆動されるステップモータの特性」電気学会論文誌 Vol.93-13, No.8 (1973)
- 18.) Heine, G. "A Five-Phase PM Stepping Motor for Maximum Range in Resolution"

- and Response." 5th Incremental Motion Control Systems and Devices
HH-1-6 (1976)
- 19.) 海老原、岩佐:「ステッピングモータ活用技術」工業調査会 (1984)
- 20.) 長坂 他「電流形インバータによるパルスモータ駆動系大容量化の研究」
電気学会論文誌B Vol.95 No.3 (1975)
- 21.) Tomita, H "On the Analysis of Characteristics of Hybrid-Type Stepping Motor
and the Experiment on High-Power Drive by New Drive Circuit"
6th Incremental Motion Control Systems and Devices (1977)
- 22.) 百目鬼 他:ステッピングモータの分類と評価法, 電気学会回転機研究会資料
RM-91-112 (1991)
- 23.) 酒井「パルスモータトルク特性の解析」電子通信学会論文誌D Vol.62, No.6,(1979)
- 24.) 横塚 「ハイブリッドステッピングモータのスティフネス特性のひずみ」
電気学会論文誌B Vol.102, No.10, (1982)
- 25.) HAMMAD, A.E. etc. "Dynamic Performance of Permanent-Magnet Stepping
Motor." Proc.IEE Vol.124, No.7, (1977)
- 26.) 小島 他「電動機で駆動される系の機械特性に関する研究」
機械学会論文誌C Vol.51, No.466, (1984)
- 27.) 樋口 他「P.M形ステッピングモータにおける中周波共振現象の解析」
精密機械 Vol.50, No.2, (1984)
- 28.) PICKUP, I.E.D. "Dynamic Instability in permanent-magnet synchronous/step
ping motors." IEE Proc Part B Vol.134, No.2, p.91-100 (1987)
- 29.) H.Dohmeki "New stage of stepping motor drive strategy"
Small Motor International Conference p.75-78 Yokohama (1993)
- 31.) Jufer, M. etc. "Hybrid Stepper Motor torque and Indutance characteristics with
saturation effects." 15th Incremental Motion Control Systems and Devices (1986)
- 29.) 百目鬼:「ステッピングモータの使い方」工業調査会 (1993)
- 30.) H.Dohmeki, Y.Hosogoshi "Analysys of Harmonic Torque in Stepping Motor"
17th Incremental Motion Control Systems and Devices p.225-231 (1988)
- 31.) D.Ebihara, F.Satoh, H.Dohmeki "Characteristics of Two-Phase Eight-Pole
Linear Pulse Motor by Using Micro-Step Drive"
IEEE Trans on Magnetics Vol.MAG-23, No.5, (1987)
- 32.) N.Matsui, H.Yamai, H.Dohmeki "Torque Control of Hybrid Stepping Motor"
16th Incremental Motion Control Systems and Devices
p.239-247 (1987)
- 33.) 百目鬼 「ステッピングモータの開ループ制御回路」
特許公告公報 特公平6-50958 (1994)
- 34.) H.Satomi, H.Dohmeki "Driving circuit for a five-phase stepping motor"
米国特許公報 USP No.4956595, (1990)
- 35.) H.Dohmeki "New pentagon drive method for 5-phase step motors" 21st
Incremental Motion Control Systems and Devices p.289-295 (1992)
- 36.) 百目鬼 「五相ステッピングモータによるマイクロステップ駆動角度精度の改善」
電気学会論文誌D 110巻11号 p.1203-1204 (1990)
- 37.) 百目鬼 「五相ステッピングモータのマイクロステップ新駆動法の提案」
電気学会論文誌D 112巻8号 p.771-772 (1992)
- 38.) H.Dohmeki "Performance characteristics of five phase step motors driven by
microstepping" 22nd Incremental Motion Control Systems and Devices
p.204-209 (1993)
- 39.) H.Dohmeki, H.Nagasawa "Micro-step drive system of a five-phase stepping
motor" 米国特許公報 USP No.5194796, (1993)
- 40.) I.Kusunoki, H.Satomi, M.Kobori, H.Dohmeki "Stepping motor for use in uhv"
Vacuum Vol.41 No.7-9 p.1946-1947 (1990)
- 41.) H.Dohmeki, H.Satomi, I.Kusunoki "Characteristics of UHV stepping motors"
Review of Scientific Instruments Vol.63, No.8, p.3913-3917 (1992)
- 42.) 岩田, 曾瀬, 光井, 榎本, 百目鬼 「真空中におけるステッピングモータの熱放散に関
する一考察」真空 33巻3号 p.225-228 (1990)
- 43.) 百目鬼, 里見, 岩佐 「5相ハイブリッド形円筒状LPMの基礎特性」
電気学会論文誌D 115巻6号 p.793-799 (1995)

第2章

2相ステッピングモータ駆動システム

● 小目次

2・1 緒言	38
2・2 ギャップパーミアンス法による発生トルク解析	39
2・2・1 ステッピングモータの磁気回路	39
2・2・2 ギャップパーミアンスに基づく発生トルク	43
2・2・3 スティフネス特性からの検証	47
2・3 誘導子の有限要素法による設計	50
2・3・1 有限要素法によるパーミアンス分布の算定	50
2・3・2 誘導子の設計とスティフネス特性の歪	55
2・3・3 ディテントトルクの低減法	60
2・4 オープンループ駆動と軌道制御	67
2・4・1 ステッピングモータの基礎方程式	67
2・4・2 低パルス周波数領域での不安定性の解析	68
2・4・3 軌道算定による最短時間位置決制御	77
2・5 閉ループトルク制御とトルク脈動の補償法	81
2・5・1 従来の閉ループ制御法の問題点	81
2・5・2 閉ループトルク制御法	82
2・5・3 トルクリブルの発生原因とその補償法	88
2・6 結言	93
本章の参考文献	94

第2章 2相ステッピングモータ駆動システム

2・1 緒言

ステッピングモータは、1・2・2で述べたように位置決め用途に広く使用され、小形制御用モータの中核を担っている。用途の拡大とともに要求される性能も、磁気ディスク装置のヘッドのように位置精度のみが要求されるのではなく、ファクシミリ画像の読み取りのように同期速度でのなめらかな運転特性や、サーボ用途のように加減速の応答性や広範囲な速度制御範囲というように、一般サーボシステムで要求されるのと同様の特性が要求されるようになってきている。したがって、モータとドライバを組み合わせた駆動システムとしての高性能化が一段と要求されている。高性能化の要求に対しては、高分解能のステップ角を持ち、しかも発生トルクを大きくできる構造とすることが不可欠であり、ロータをVR形とPM形のハイブリッド構造とすることで、誘導子の数で高分解能が実現でき、しかも永久磁石を使用することによりギャップの磁束密度を高くできるハイブリッド形ステッピングモータが最も適している。

ハイブリッド形ステッピングモータは、1・2・1で述べたようにアメリカGE社で開発されたコンデンサ分相による2相超低速同期電動機を基本に開発が進められた¹⁾。したがって、一般交流機のように3相構造のモータはほとんど検討されることがなかった。また2相構造は、ユニポーラ駆動することでスイッチング素子を4つで主回路を構成することができ、ドライブ回路上の利点を持っていたことも2相ステッピングモータが市場に受け入れられた大きな理由と考えられる。したがって、ステッピングモータ駆動システムの高性能化を検討する場合には、2相モータを基準に特性改善を考えていくことが重要である。本章において2相ステッピングモータの駆動システムとしての特性を考察することで、ステッピングモータ駆動システムの持つ問題点を明らかにする。

ステッピングモータの発生トルクについて動特性との関連を必ずしも明確に意識した表現はなされておらず、磁界解析の都合の良い方法でトルクが解析されている²⁾。始めに、ギャップパーミアンスにより、高調波磁束成分までを考慮したトルク算出式を導くことでステッピングモータのトルク発生機構を明確に表現する³⁾。ギャップパーミアンスは、誘導

子の設計により決定されるが、従来 Haris 氏の報告を代表に最大トルクを与える設計問題として捉えられており⁴⁾、トルクリブルまで考慮して設計した報告は見かけられない。しかし、近年のマイクロステップ駆動など高性能駆動により高性能を実現するためにはトルクリブルの低減が不可欠となり、トルクリブルを考慮した設計法を検討することは、高性能駆動システムを実現する上からも意義がある。誘導子の設計によりパーミアンス分布がどのように影響されるかを、2次元有限要素法により算出し、トルクリブルを最小とする誘導子の設計法を明らかにする⁵⁾。

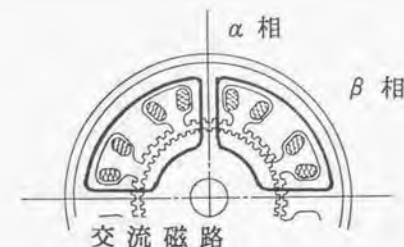
次に、発生トルクと運動方程式を連成させることでステッピングモータの基礎方程式を導出する。基礎方程式は、時変形の非線形微分方程式となり、数値計算により動特性をシミュレーションする。基礎的な安定解析として、Taft 氏らにより提案された位相面上で動特性を解析する手法を適用し⁶⁾、システムの固有振動近傍の不安定性現象の原因を解析する。この不安定性が2相ステッピングモータ駆動システムの問題点であることを明らかにする。次にオフラインでの軌道算定にこの解析法を応用し、高速の位置決め制御を行う際に有効な手段となることを示す⁷⁾。

閉ループ駆動は古くから提案・試みがなされていたが、回転速度の高速化を目的にしたものが大部分であり実用化にはいたっていない。しかしステッピングモータは、低速・大トルクを特徴とすることから、本来高速駆動には不向きなモータと考え、ステッピングモータの持つ特徴を生かすことができる直接負荷を駆動するダイレクトドライブ用モータへの応用を検討する。しかし、DDモータには精密なトルク制御性能を要求されるため、ステッピングモータをオープンループで駆動するだけでは十分な性能が得られず、閉ループ駆動を行う必要がある。そこで、ACサーボ駆動システムで行われる座標変換により線形化するトルク制御法をステッピングモータにも適用する手法を提案する⁸⁾。

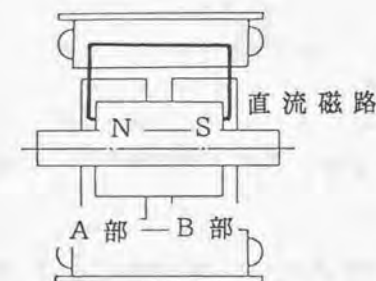
2・2 ギャップパーミアンスによる発生トルク解析

2・2・1 ステッピングモータの磁気回路

2相ステッピングモータはステップ角を1.8度とするものが一般であり、ロータ歯数50、ステータポール数8で構成される。その軸方向および周方向断面を図2-1(a)(b)にそれぞれ示す。ハイブリッド形ステッピングモータはロータ・ステータに多数の誘導子を設けるこ



(a) 周方向断面図



(b) 軸方向断面図

図2-1 ハイブリッドステッピングモータの構造

とが出来るため、ステップ角を微細化出来る特長を持つ反面、磁気的には複雑な構成となる。すなわちロータは、永久磁石を挟んで図中A、Bの2つのセクションに分割され、しかも互いに歯の位置が1/2歯ピッチずれて構成される。このため、永久磁石と電機子起磁力による合成磁路は3次元的な複雑なものとなり、トルク発生機構を考えにくくする原因となっている。本節において永久磁石起磁力による直流磁路と電機子起磁力による交流磁路を独立させて磁気回路を検討することにより、2次元等価回路としての取り扱いを可能とする磁気回路を導出する。

永久磁石起磁力による磁束は、軸方向を通り図2-1(b)に示すようにロータカップA側を通してステータに入り、軸方向を通りロータカップB側から再びロータに戻る磁路となる。したがってステータA部・B部はすべて同極性が誘導されている。A部・B部で誘導子が電機的に π の位相差を持つことで誘導子1歯で1極が構成されるため、ロータ歯数が一般モータの極対数に相当する。歯数は鉄板の打抜き金型の精度が許す限り任意に設定できるため、ロータをハイブリッド構造にすることにより多極構造が可能であるという大きな特徴が得られる。

他方、図2-1(a)に示すようステータ各ポールに施された電機子巻線起磁力による磁路は、ステータ磁極からロータ周方向を通る磁路となる。両者の合成として磁路が構成される。精度良くトルクを計算するためには、鉄芯各部の磁気抵抗を考慮に入れ3次元磁気回路として解析する必要がある。しかし、それぞれの起磁力を独立して扱うことが可能である場合、丁度両者は軸方向・周方向で直交した磁路を構成することに着目することによりモデル化が可能である。

ロータA部・B部が位相をずらして極対が構成することに着目すれば、永久磁石を挟んで2台のリラクタンスモータが結合したものとしてモデル化できる。したがって、磁気回路としては固定子起磁力を2つに分割して表現し鉄芯各部のパーミアンスを表2-1で示すことにすると、図2-2で表現できる。鉄芯各部は磁束の平均値の大きさの決定に関与するだけであり、トルク発生機構には直接関係しない。したがって飽和の影響を考慮するなど定量的解析をする場合を除き、ギャップパーミアンスのみで代表させることができる。したがって鉄芯各部との磁気抵抗とポール間のもれ磁束を無視することで、簡易磁気回路として図2-3のように簡略化して表わせる。ここで、ギャップパーミアンスを各ポールのパーミアンスを合成することで1相分で示し、たとえば、 α 相A部の1相パーミアンスを $P_{\alpha A}$

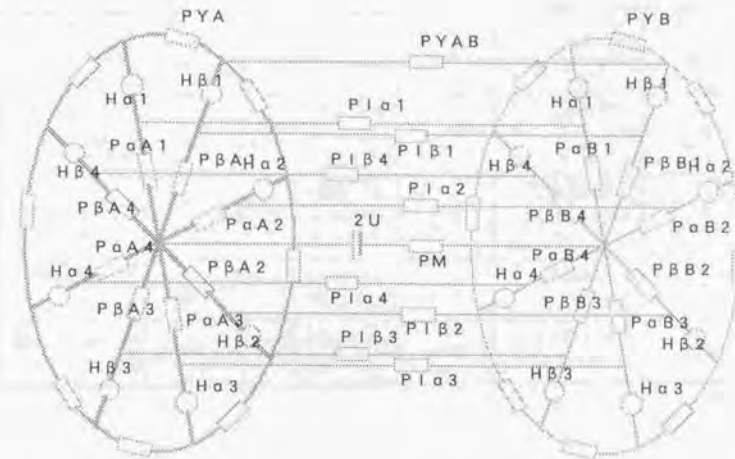


図2-2 ステッピングモータの磁気等価回路

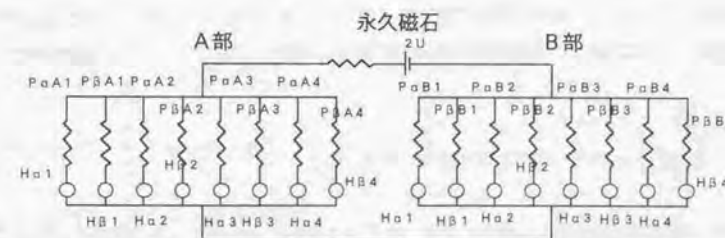


図2-3 簡易磁気等価回路

表2-1 パーミアンスリスト

P_{YA}	A部ヨークの パーミアンス	P_{YB}	B部ヨークの パーミアンス	$P_{1\alpha}$	α 相1ボールの 漏れパーミ アンス
$P_{\alpha A}$	α 相A部1ボ ールのギャップ パーミアンス	$P_{\alpha B}$	α 相B部1ボ ールのギャップ パーミアンス	$P_{1\beta}$	β 相1ボールの 漏れパーミ アンス
$P_{\beta A}$	β 相A部1ボ ールのギャップ パーミアンス	$P_{\beta B}$	β 相B部1ボ ールのギャップ パーミアンス	P_{YAB}	AB間のパーミ アンス
$H_{\alpha A}$	α 相A部1ボ ール起磁力	$H_{\alpha B}$	α 相B部1ボ ール起磁力	PM	永久磁石のペ ーミアンス
$H_{\beta A}$	β 相A部1ボ ールの起磁力	$H_{\beta B}$	β 相B部1ボ ールの起磁力	2U	永久磁石の起 磁力

と表現し1相巻線起磁力を H_α として表現した。

この磁気等価回路により、ステッピングモータのトルクをギャップ磁束の変動成分と電機子電流の関係として考察可能となる。もちろん、実機では飽和磁束密度限界の高い起磁力で設計されるため、厳密な意味では3次元解析が必要となるが、基本トルクによる動特性の解析や、設計段階で高調波磁束を予想する上では後に示すように十分な等価回路である。

2・2・2 ギャップパーミアンスに基づく発生トルク

図2-3の磁気等価回路よりギャップパーミアンスのみにより発生トルク機構を解析する。一相1ボール一歯のパーミアンス P_g を(2-1)式とおく。ただし k 次高調波次数を k 、 θ を電気角で表現し、ステータとロータの誘導子が対向した場合を $\theta=0$ とした。

$$P_g = P_m \left(1 + \sum_{k=1}^n v_k \cos k\theta \right) \quad \dots \dots \dots (2-1)$$

ステータは8ポールで構成され、周方向の吸引力をキャンセルするため2組みが同位相で構成され一相4極配置となる。ステータ1極の誘導子歯数を n_s として α 相A側の各極のギャップパーミアンスはそれぞれ以下の通りとなる。

$$\begin{aligned} P_{\alpha 1} &= n_s P_m \left(1 + \sum_{k=1}^n v_k \cos k\theta \right) \\ P_{\alpha 2} &= n_s P_m \left(1 + \sum_{k=1}^n v_k \cos k(\theta - \pi) \right) \\ &\dots \dots \dots (2-2) \\ P_{\alpha 3} &= n_s P_m \left(1 + \sum_{k=1}^n v_k \cos k\theta \right) \\ P_{\alpha 4} &= n_s P_m \left(1 + \sum_{k=1}^n v_k \cos k(\theta - \pi) \right) \end{aligned}$$

S極と向かい合う α 相の合成パーミアンスは $P_{\alpha 1} + P_{\alpha 3} + P_{\alpha 2} + P_{\alpha 4}$ となつて、

$$P_{\alpha 4} = 4n_s P_m \left(1 + \sum_{k=1}^n v_k \cos k\theta \right) \quad \dots \dots \dots (2-3)$$

同様にして、各相A部B部のパーミアンスはそれぞれ、次のように表わされる。

$$\begin{aligned} P_{\alpha B} &= 4n_s P_m \left(1 + \sum_{k=1}^n v_k \cos k\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \right) \\ P_{\alpha 1} &= 4n_s P_m \left(1 + \sum_{k=1}^n v_k \cos k(\theta - \pi) \right) \\ P_{\beta 2} &= 4n_s P_m \left(1 + \sum_{k=1}^n v_k \cos k\left(\theta - \frac{3\pi}{2}\right) \right) \end{aligned}$$

鉄芯各部の起磁力降下を無視することになると、永久磁石起磁力2Uは、各相エアギャップで消費される。図2-3に示す等価回路からA部B部はそれぞれUの起磁力が加わるため、

各磁極を通る磁束はそれぞれ次式となる。

$$\begin{aligned}\phi_{\alpha\alpha} &= 4n_r P_m \left(1 + \sum_{k=1}^n v_k \cos k\theta \right) U \\ \phi_{\alpha\beta} &= 4n_r P_m \left(1 + \sum_{k=1}^n v_k \cos k(\theta - \pi) \right) (-U) \\ \phi_{\beta\alpha} &= 4n_r P_m \left(1 + \sum_{k=1}^n v_k \cos k\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \right) (U) \\ \phi_{\beta\beta} &= 4n_r P_m \left(1 + \sum_{k=1}^n v_k \cos k(\theta - \pi) \right) (-U)\end{aligned} \quad \dots \dots (2-4)$$

各磁極を通る磁束の平均値 $\phi_{ave} = 4n_r P_m U$ は、 α 1 磁極に着目すると A 部 B 部で異符号となるため巻き線と鎖交する成分とならず各極の平均磁束密度を高くするに過ぎない。磁束の変動分が巻き線と鎖交して BIL 則のトルクを発生したり、変位により磁気エネルギーの変化を起こしリラクタンストルクを発生させる。

始めに基本波を始めとする k が奇数調波成分の場合を考える。この場合、磁束は前側・後側で同一位相となり巻き線と鎖交する成分となる。一極の巻数を N とすると鎖交磁束は次式で表わせる。

$$\psi_\alpha = \phi_{\alpha\alpha} + \phi_{\alpha\beta} = 4n_r 2P_m NU \sum_{k=1}^n v_k \cos k\theta \quad \dots \dots (2-5)$$

$$\psi_\beta = \phi_{\beta\alpha} + \phi_{\beta\beta} = 4n_r 2P_m NU \sum_{k=1}^n v_k \cos k\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \quad \dots \dots (2-6)$$

1 相に発生するトルクは電機子電流を i として $\frac{\partial \psi}{\partial \theta} \cdot i$ により求められ、 k 次高調波磁束係数を k_k 、基本波磁束を $\Phi_m = 4n_r 2P_m NU v_1$ とおくことにより、各相のトルクは次式となり、ステッピングモータの主トルク発生成分となる。

$$T_\alpha = i_\alpha \Phi_m \sum_{k=1}^{2m+1} k_k \sin k\theta \quad \dots \dots (2-7)$$

$$T_\beta = i_\beta \Phi_m \sum_{k=1}^{2m+1} k_k \sin k\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \quad \dots \dots (2-8)$$

偶数次調波成分は、直流成分と同様巻き線と鎖交する成分とならず、A 部 B 部それぞれで誘導子の突極性によるリラクタンストルクを発生する。このトルクはステータ・ロータ各起磁力により独立して発生し、電機子電流によるものは回転トルクとして寄与する。例えば 2 次調波成分に対するトルクは $-\frac{1}{2} \frac{\partial P}{\partial \theta} (ni)^2$ のトルクを発生し、前側後側で同方向のトルクとなり次式で表わせる。しかし奇数次成分により発生するリラクタンストルクは、A 部・B 部で逆極性となってキャンセルされてトルク成分とならない。

$$T_{a2} = 4P_m v_2 \sin 2\theta \cdot (nI_a)^2 \quad \dots \dots (2-9)$$

永久磁石起磁力によるものはコギングトルクとなるが、ステッピングモータでは特にこのトルクのことをディテントトルクと呼ぶ。ディテントトルクは各極で発生するトルクの総和であるため、2 次、6 次調波成分によるものは、 α 相と β 相で打ち消し合って現われず、2 相機では 4 次、8 次調波成分がディテントトルクとなる。その主成分である 4 次調波成分は次式となる。

$$T_{detent} = 8P_m v_4 \sin 4\theta \cdot (U)^2 \quad \dots \dots (2-10)$$

以上により、ギャップパーミアンスのみによりステッピングモータのトルク発生機構を明確に示すことができた。空間高調波成分により発生トルクを分類すると表 2-2 のようにまとめられる。

表 2-2 高調波磁束次数による発生トルクの分類

高調波次数	トルク成分
$k=1$	主トルク成分
$k=2n$	リラクタンストルク成分
$k=2n+1$	トルクリプル成分
$k=2m(m:\text{相数})$	ディテントトルク成分

2・2・3 スティフネス特性からの検証

ギャップパーミアンスを計算して歯形状によりどのようにトルク特性が変化するかは設計上重要であり次節で検討する。ここでは、鎖交磁束を誘導起電力から鎖交磁束成分を求め、スティフネストルク特性を算定した結果と測定値を比較する。この結果から、主トルク発生成分が奇数次磁束成分と電機子電流の鎖交によるものであることを検証する²⁾。

永久磁石のように界磁を持つモータでは、巻線と鎖交する磁束成分は、周知の誘導起電力と $E = -\frac{d\psi}{dt}$ の関係がある。したがって、 α 相巻線起電力は(2-5)式を代入して次式となる。

$$E_a = 4n_p 2P_m N U v_k \sum_{k=1}^{\infty} v_k \sin k\theta \dot{\theta} \quad \dots \dots \dots (2-11)$$

表2-3に緒元を示すように、供試機Aはステータ・ロータを等間隔歯幅、供試機Bはステータ等価総歯数を48としたバーニアスロット構造となっている。それぞれの誘起起電力測定結果の写真を図2-4 a、bに示し、その調波分析結果を表2-4に示す。

表2-3 モータ緒元

	等間隔スロット	バーニアスロット
相数	2	2
定格電流[A]	1.2	1.2
インダクタンス[mH]	8	7
ホールディングトルク[kgcm]	6	4
Weight[kg]	0.6	0.6



(a)等間隔スロット

(b)バーニアスロット

図2-4 誘導起電力波形測定結果

ロータ歯数 n_r が極対数となることから、電気角を機械角に換算して界磁磁束と電機子電流が鎖交するいわゆるBil則によるトルク成分を計算した結果と実測値を比較して図2-5に示す。Bilトルクのみ算定にもかかわらず、実測値と計算値は良く一致しておりステッピングモータの主トルク発生が界磁磁束と電機子電流の鎖交による電流力であることが示された。また、励磁電流に対するホールディングトルクを測定した結果を図2-6に示すが、誘導子部で磁束密度が高くなっている割には定格電流まで良い線形性を示し、基本波磁束に対して電機子起磁力に起因する飽和の影響は見られず、主トルク発生機構が非突極同期機どうよう界磁磁束と電機子電流の鎖交する成分であることが裏付けられた。

表2-4 磁束密度算定結果

	等間隔スロット	バーニアスロット
B1 [T]	0.9047	0.6702
B2 [T]	0.0058	0.0023
B3 [T]	0.1012	0.0452
B4 [T]	0.0008	0.0030
B5 [T]	0.0171	0.0025

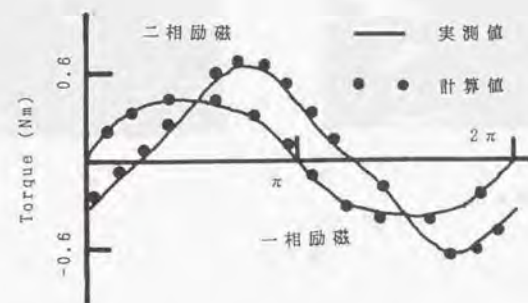


図2-5 スティフネス特性の実測との比較

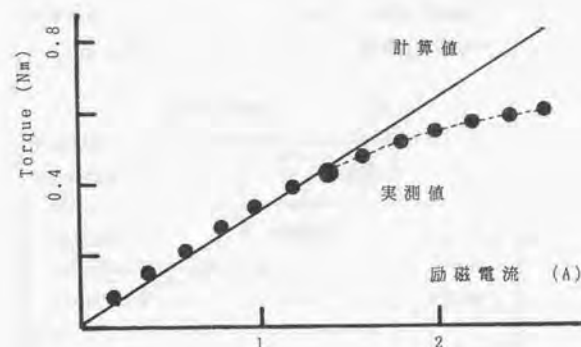


図2-6 励磁電流に対するホールディングトルク

2・3 誘導子の有限要素法による設計

前節で述べたようにステッピングモータのトルク分布はギャップパーミアンスにより決定されるため、その分布を決定する誘導子の設計は極めて重要な意味を持つ。パーミアンスの計算法として古くからさまざまな方法が提案されている。ステッピングモータのようなステータ・ロータとも突極構造の形状に対しては、磁路を円弧と直線により近似する方法²⁾、等角写像法、差分法や有限要素法など数値計算による方法などが提案されている。しかし従来の研究は、分布まで計算した場合膨大な計算時間を必要とすることもあって、ホールディングトルクを最大にする条件を求めることを対象に行われ、本論文で問題にしている高調波成分まで考慮した分布には着目されていなかった。また、ステッピングモータのトルクリブルとしては励磁電流が方形波であることに起因する時間高調波成分によるものが大部分であるため、空間高調波磁束によるトルクリブルまで考慮する必要もなかった。

しかし近年マイクロステップ駆動など、電流波形を制御してトルクリブルを低減する駆動法が一般に行われるようになるに従い、空間高調波磁束成分に起因するトルクリブルが問題となることが指摘され始めている。高次の成分まで考慮したパーミアンス分布の解析を行うことにより、歪のない磁束分布を持った歯形状の設計が望まれている。本節において、2次元の静磁場問題としてパーミアンス分布が誘導子の設計によりどのように変化するかを解析することにより、その設計指針となる誘導子の形状を求める。

2・3・1 有限要素法によるパーミアンス分布の算定

通常ステータ1極には複数の誘導子が配置されるが、線形場を対象とすることから、図2-7に示すよう1組の対向する1小歯対をモデルにできる。領域は2次元場であり、その支配方程式はラプラスの方程式で表現される。ここで Ω :磁気スカラーポテンシャル、 $\mu_x \cdot \mu_y$:それぞれx方向y方向の透磁率である。

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\mu_x \frac{\partial \Omega}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\mu_y \frac{\partial \Omega}{\partial y} \right) = 0 \quad \dots \dots (2-12)$$

境界条件は、境界AB、A'B'を固定境界条件、境界AA'、BB'を周期境界条件として設定した。さらにステータ、ロータの歯は一定の極ピッチでならび、鉄芯の透磁率はx方向、y方向とも一定として線形場で計算した。

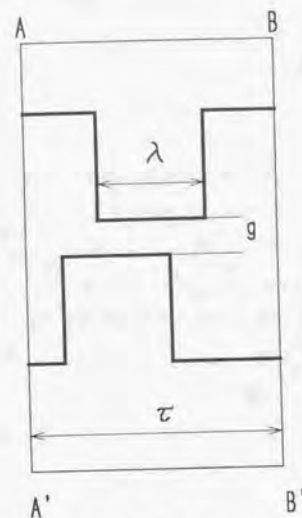


図 2-7 1 歯解析モデル

境界 AB、A'B' の磁位をそれぞれ f_1 、 f_2 とすると、領域にかかる起磁力 f は 2-13 式となり

$$f = f_1 - f_2 \quad \dots \dots \dots (2-13)$$

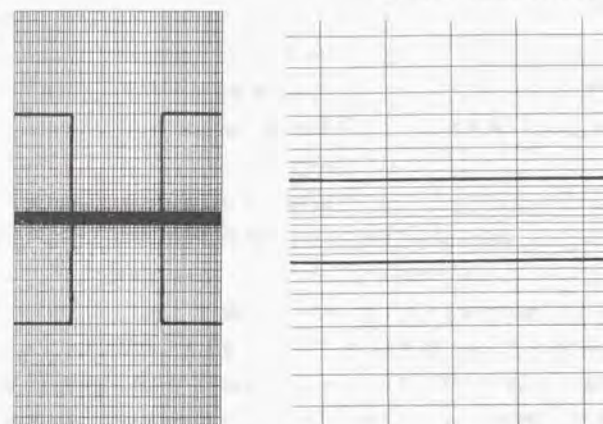
磁束 Φ は以下の手順により算出した。(2-12) 式の計算結果は磁気スカラーポテンシャル Ω として与えられるから、始めに次式によりギャップの磁束密度に変換する。

$$B = \mu H = -\mu \text{grad} \Omega \quad \dots \dots \dots (2-14)$$

この磁束密度と分割した各要素の磁束と直交する面の面積を掛けることにより 1 要素の磁束が求まる。各要素の磁束を 1 周期で積分することで全磁束 Φ を求めた。

以上により、小歯がある位置関係ある状態のギャップパーミアンス P_g が求められる。

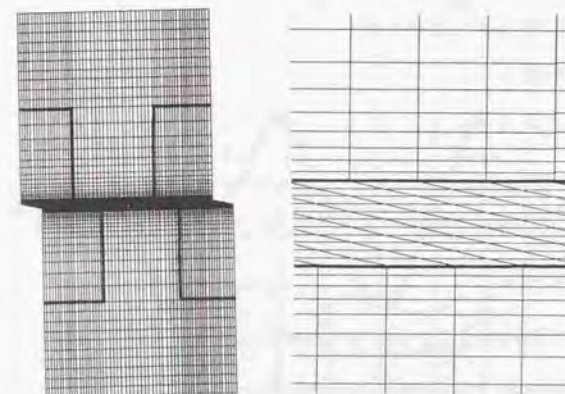
$$P_g = \Phi / f \quad \dots \dots \dots (2-15)$$



(a)全体図

(b)ギャップ部拡大図

図 2-8 歯と歯が対向した場合の要素分割図



(a)全体図

(b)ギャップ部拡大図

図 2-9 要素が偏平になる場合の分割図

解析に際しては、汎用の磁界解析パッケージを利用し、解が十分収束する条件で計算を行った。分割は四角形要素により行い、ギャップ部はギャップ方向を11層、1周期を60に分割した。全体として要素数4200で分割を行った。歯と歯が対向した場合の分割の様子を図2-8に示す。

歯と歯が対向した状態から、1周期変位した位置までの各磁束分布からパーミアンスを計算することにより、ある形状条件におけるパーミアンス分布が計算される。ステッピングモータでは5次の高調波磁束成分までが検出出来れば十分であり、ここでは10次程度までの高調波を考慮することとし電気角で10度づつ位相を変えて計算を行った。ここで問題となるのが、歯と歯の相対位置が変化するモデルで解析を行うため、その分割の取り扱いにより計算結果に影響を与えることである。特に要素を修正せずに変位させて行った場合、図2-9に示すよう要素が徐々に扁平になっていくことが問題となる。ここでは、扁平率が最大12程度以下になるように要素の再構成を行うことで、分割に起因する誤差の影響を排除した。

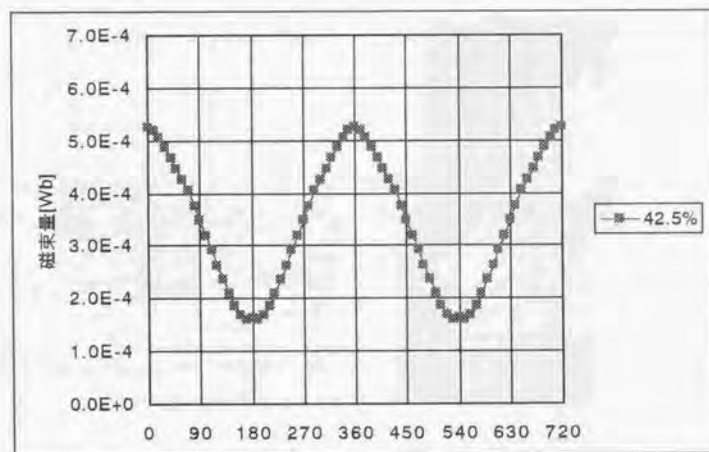


図2-10 パーミアンス分布の計算結果

2・2・3で扱ったモータの小歯の緒元でギャップ起磁力として20[A]鉄芯の比透磁率を3000とした場合のパーミアンス分布の1歯分の計算結果を、図2-10に示す。実験結果との定量的比較を行うためには、2・2・2節でも示したごとくギャップにかかる永久磁石起磁力を正確に求める必要がある。このためには磁気回路全体を解析することが必要となるが、本論文では誘導子の設計とトルク分布との関係を把握することが目的であるため、巻線と鎖交する成分として、発生トルクの比で比較を行えば十分である。

即ち(2-7)式よりパーミアンスの導関数がスティフネストルクと比例することから、計算で得られた結果を基本波成分で正規化することで比較する。実験結果についても基本波トルクで正規化した値を使用する。その結果を示したものが表2-5である。両者は位相を含め良く一致し、パーミアンスによりトルク分布が考察できることが確認できる。

表2-5 高調波トルク成分の比較

次数	計算値	実測値
1次	1	1
3次	0.111	0.102
5次	0.042	0.0171

2・3・2 誘導子の設計とステイフネス特性の歪

ギャップパーミアンスは、線形場においては形状により決定される。そこで、極ピッチ τ と空隙 g の比 τ/g をパラメータとして、歯幅と谷幅の比をかえることで誘導子として適した寸法を求めるられる。パラメータとしては、極ピッチ τ と空隙 g の比 τ/g を可変してその分布を求めた。ところで、ギャップパーミアンスはギャップ長 g で極ピッチや歯幅を正規化すると形状によって定まる定数を変位の関数として $\rho(\theta)$ と置くことにより次式で与えられる。ただし、鉄芯の積厚を t とした。

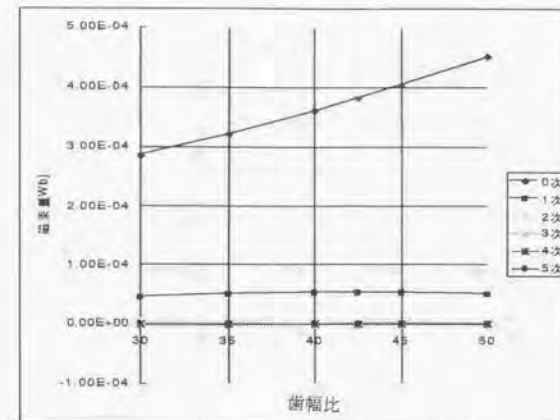
$$P_g = \mu_0 t \rho(x) \quad \dots \dots (2-16)$$

$\rho(\theta)$ は歯の形状データのみから決定されるため、この値を以降比パーミアンスと呼ぶことにする。

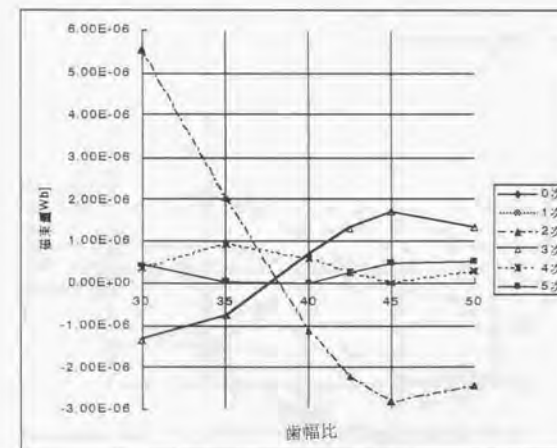
従来は加工精度の制限からギャップ長を70から100 μm に選択していたため、 τ/g は30から40の範囲にあった。しかし近年の高トルク化の要求にと加工技術の進歩によりさらに狭いギャップの維持が可能となり最短で40 μm ものも製造されるようになり、それに伴い τ/g も50程度まで高く取れるようになっている。表2-6に示す条件により比パーミアンスの計算を行った。フーリエ級数に展開した結果を図2-11から図2-13までに示す。

表2-6 計算パラメータ

τ/g	18、36、44
歯幅比 [%]	30、40、42.5、50
分割位相	電気角 10度毎
比透磁率	3000

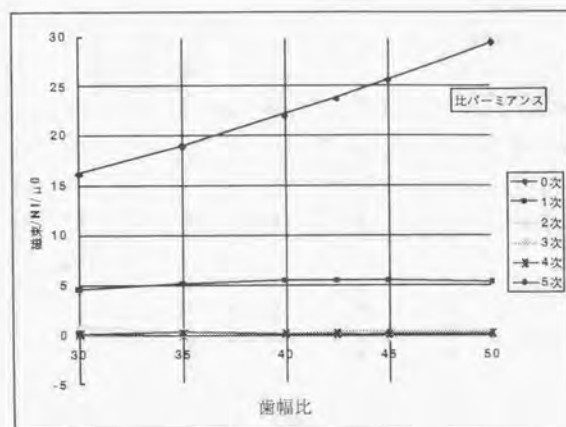


(a) 平均値と基本波成分

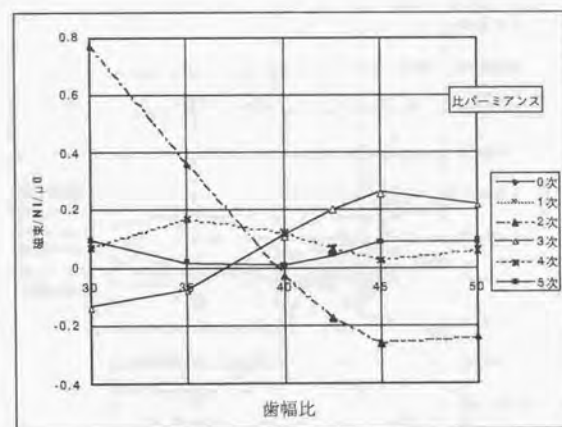


(b) 高調波成分

図2-11 パーミアンス分布計算結果 $\tau/g=18$

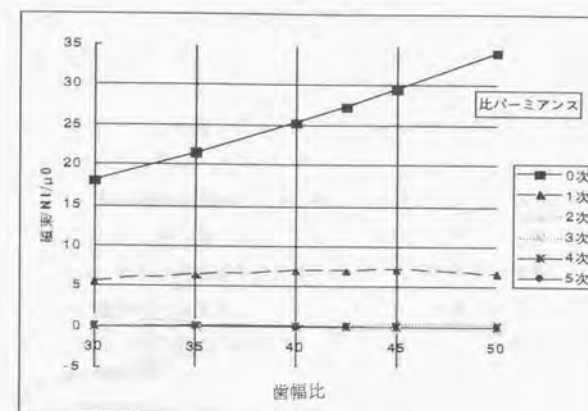


(a) 平均値と基本波成分

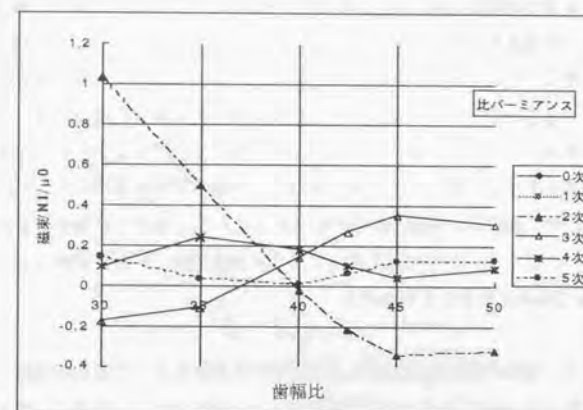


(b) 高調波成分

図2-12 パーミアンス分布計算結果 $\tau/g=36$



(a) 平均値と基本波成分



(b) 高調波成分

図2-13 パーミアンス分布計算結果 $\tau/g=44$

図(a)で平均値と基本成分を、図(b)で高調波成分の分布を示す。この結果は、 τ/g によらずほぼ同様の傾向を示し、 τ/g による相違はみられない。実際の設計では高トルクを実現するため、 τ/g を大きく設計することから $\tau/g=44$ について最適な歯形状を検討する。

歯幅を変化させた場合の基本波成分の分布を示したものが図2-14である。最大値は45%付近の歯幅の比で発生し、従来の研究の結果とも一致する。VR形モータではこの条件がそのまま適用できるが、ハイブリッド形の場合軸方向に永久磁石磁路を構成する必要上、トルクの発生に寄与しない平均値成分が存在する点に注意する必要がある。即ち解析結果から明らかのように、歯幅比の増加により平均値成分もほぼ比例して増加する傾向にあり、このことにより鉄芯での磁束密度の上昇を招き、歯の磁気飽和との関係でかかわらずしも最大トルクを与えるとは限らない。一般には、より狭い歯幅で設計されることが多く、このことは、高調波の点からも有利となる。

高調波で注目すべき成分は、3次成分と4次成分である。表2-2にも示したように、前者はいわゆるB1則に従う主高調波トルクの発生に関係し、後者はディテントトルク成分となる。高機能駆動法では、高調波成分が制御性能に大きく関係することから、これらの成分を低減できる歯幅を選択すればよい。3次高調波成分は、歯幅により顕著な特徴を示す。すなわち基本波に対する位相が $\lambda/\tau=37\%$ 付近で反転している点である。この値に歯幅を設計した場合、3次成分に起因するトルクリプルは発生せずトルクリプルの低減に有効であるといえることができる。さらにその歯幅よりも細く誘導子を設計した場合には、この成分は最大トルクを大きくする方向に働くことから、ホールディングトルクをもってモータのトルクを判定するステッピングモータでは37%以下の歯幅のほうが有利になるといえることができる。このため、経験的には細い歯幅が好まれるということがこの解析結果からも推察できる。しかし、ディテントの主発生成分である4次成分は、位相の反転は見られず、歯幅が45%付近で最小となることがわかる。

この結果から、電機子電流との鎖交により発生する高調波トルク成分を低減するためには、歯幅の比を37%付近に設定すれば良いということが出来る。この場合、ディテントトルクがほぼ最大となる欠点があり、この成分を低減するためには歯幅比を45%付近にする必要がある。

以上により、図2-14のように設計諸元の歯幅比をパラメータとする比パーミアンスのグ

ラフを計算することにより、要求されるトルク分布を持ったステッピングモータの誘導子が設計可能であることが示せた。

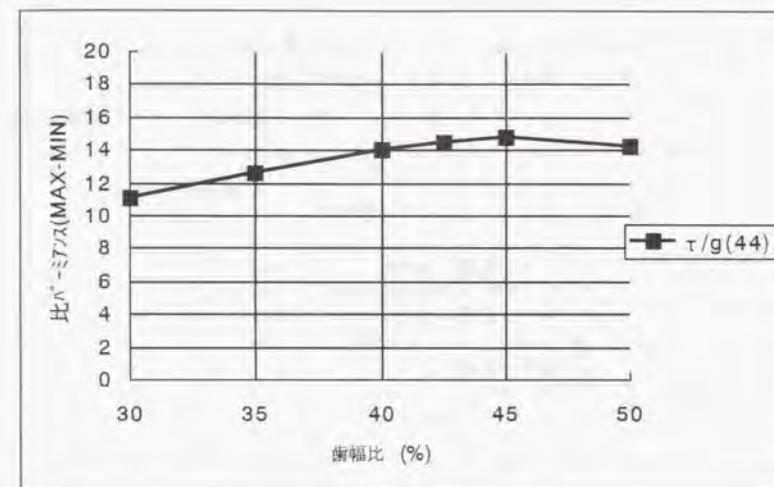


図2-14 比パーミアンス基本波成分 $\tau/g=44$

2・2・3 ディテントトルクの補償⁹⁾

前節の結果を検証するため、歯幅をパラメータに表2-7に示す緒元で試作を行った⁹⁾。この場合、極ピッチ2.19mm、ギャップ長50 μ mであることから $\tau/g=43$ となる。飽和の影響を除外するため定格電流の約1/2で励磁した場合のスティフネストルクおよびディテントトルクを測定し、基本波成分で正規化した各次数成分の分析結果を表2-8に示す。

この結果から3次高調波成分の基本波に対する位相が反転し前節の計算結果と一致し、前節のパーミアンス分布の計算結果により誘導子の設計が可能となることが示せた。しかし、この時ディテントトルクはほとんど極大値を示すことから、この成分に対する対策が必要となることがわかる。

表2-7 試作機緒元

モータ外径 [mm]	Φ 56.5
ロータ直径 [mm]	Φ 34.9
ステータ長 [mm]	54.5
ロータ歯数	50
永久磁石	アルニコ5

表2-8 基本波に対するトルクリプル

次数	30%	40%	50%
1次	1	1	1
2次	-0.021	-0.069	-0.119
3次	-0.0612	0.089	0.21
4次	0.178	0.18	0.06
5次	0.025	-0.048	0.06

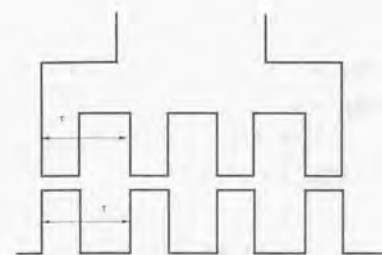


図2-15 等間隔スロット



図2-16 パーニアスロット

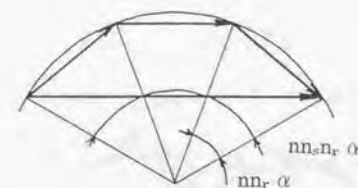


図2-17 パーニアスロットの磁束ベクトル図

ステッピングモータの歯の配置法として図2-15に示すようロータ・ステータの極ピッチを等しくする配置と、図2-16に示すロータ・ステータの極ピッチをずらす配置(この方法を以降パーニアスロット形と呼ぶ)のものがある。

パーニアスロット形では、図2-17のベクトル図で示すように、ステータ各誘導子の鎖交する磁束は各歯間で第 n 調波に対して $n \cdot n_p \cdot \alpha$ の位相差を持つことになり、一般のスロット巻線形モータの巻線法という分布巻と同様の効果を持つ。したがって、高調波を抑制することが可能となり一般には3次調波成分を抑制する配置がなされている。

本節では、パーニアピッチとすることでディテントトルクを打ち消す方法を考える。すなわち、ステータ小歯ピッチを τ_s とおき、ロータ小歯ピッチ τ_r と位相差をもたせることで各歯の合成成分として、ディテントトルクが打ち消せる位相を考えればよい。

ステータ1歯当たりのパーミアンスは(2-1)式で与えられるから、ステータ誘導子の歯ピッチを

$$\tau_s = \tau_r \left(1 + \frac{\Delta}{2\pi} \right) \quad \dots \dots \dots (2-17)$$

とすると、各誘導子パーミアンスに位相差を生じ q 番めの誘導子では

$$P_{s,q} = \frac{P_m}{N_t} \left\{ 1 + \sum_k v_k \cos k(\theta - q\Delta) \right\} \quad \dots \dots \dots (2-18)$$

となる。ステータ1ポール全体のパーミアンスは、

$$\begin{aligned} P_s' &= \sum_{q=0}^{N_t-1} P_{s,q} \left\{ 1 + \sum_k v_k \cos k(\theta - q\Delta) \right\} \\ &= P_m \sum_{q=0}^{N_t-1} 1 + P_m \sum_{q=0}^{N_t-1} \sum_k v_k \cos k(\theta - q\Delta) \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (2-19)$$

となる。ディテントトルクを発生する4次成分を消去出来ればよく、2-19式において4次次数成分を抜き出す。

$$P_{s4} = P_m v_{N0} \sum_{q=0}^{N_t-1} \cos N_0(\theta - q\Delta) \quad \dots \dots \dots (2-20)$$

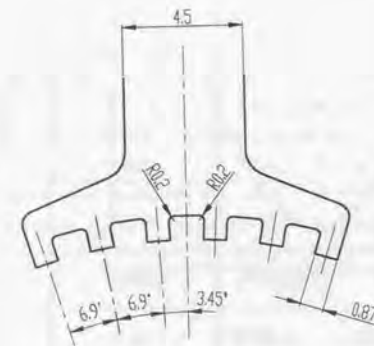
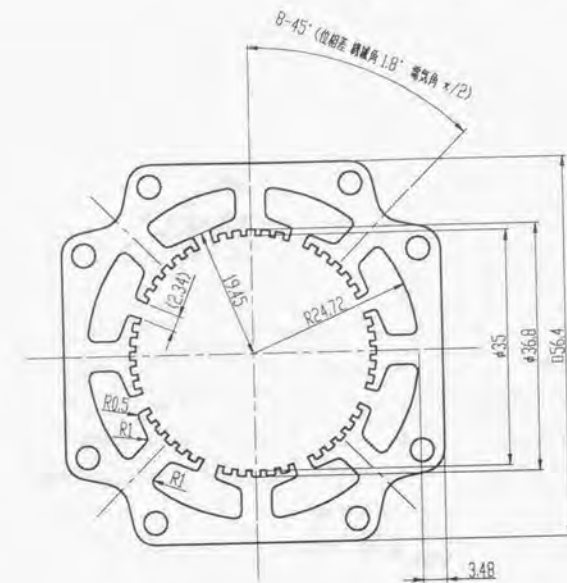


図2-19 ステータ鉄板の設計結果

これを恒常的に0とするが求めるべき角度であり

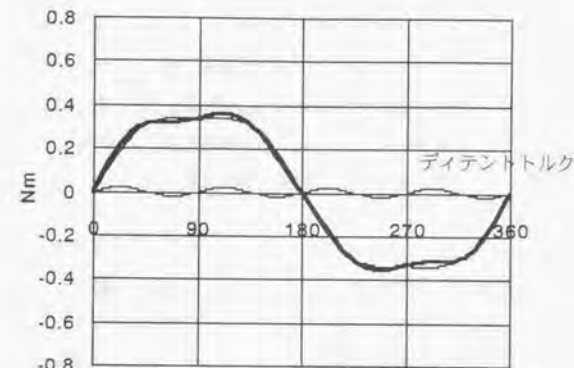
$$\Delta = \pm \frac{2\pi}{4N_p} \quad \dots \dots \dots (2-21)$$

となる。これを(2-17)式に代入するとステータ小歯ピッチが決定できる。符号はマイナスを採用することによりステータ1極あたりの小歯数を多くすることができ基本波トルクの減少を防ぐことができる。

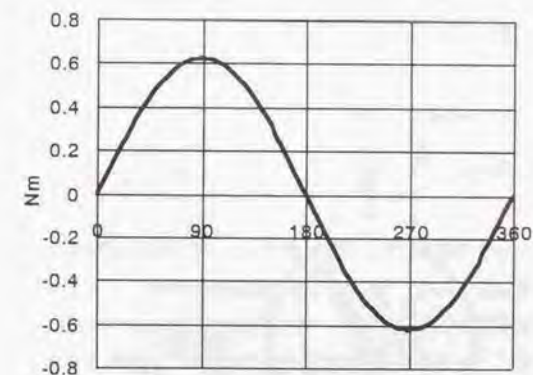
以上本節で論じた設計手法に基づき、2相ステッピングモータの設計を基本から見直した。この結果新たに設計したステータ鉄板形状を図2-19に示した。従来の2相ステッピングモータの緒元を比較して表2-9に示す。製造技術の進歩により、エアギャップを狭くすることが可能となったため、ホールディグトルクは、従来品で単位エアギャップ断面積当たり0.0236[Nm/mm²]であったものが、0.0326[Nm/mm²]と約38%増加し高トルクが実現されている。さらにトルクリブルの点からも、スティフネストルク分布の実測結果を図2-20に比較して示すように、格段の改善を行うことが出来ている。

表 2-9 従来製品との緒元の比較

	提案品	従来品
ステータ外径 [mm]	Φ 56.4	Φ 53.6
ステータ内径 [mm]	Φ 35	Φ 29.7
エアギャップ [mm]	0.04	0.0575
慣性モーメント[gcm ²]	300	135
トルク [Nm/mm ²]	0.0326	0.0236
許容損失 [W]	14.8	14.4
重量 [g]	700	600



(a)従来品のスティフネストルク特性



(b) 提案するステッピングモータのスティフネストルク特性

図 2-20 スティフネストルク特性実測結果

2・4 オープンループ駆動と軌道制御

2・4・1 ステッピングモータの基礎方程式

2・2・2で論じたように、ステッピングモータの主発生トルクは界磁磁束と電機子電流の鎖交によるBil則に従う成分であり、簡単のため基本波のみで考える。このとき、ステッピングモータはロータ函数 n_r を極対数とする図2-21で示され、非突極同期機としてモデル化される。したがって、一般同期機で行われる手法に従いステッピングモータの基礎方程式が導かれる。

今 α 相磁軸と回転子軸が一致した場合を $\theta=0$ とする。 α 相有効鎖交磁束 λ_α は基本波磁束の最大値を Φ_m 、自己インダクタンスを L として

$$\lambda_\alpha = Li_\alpha + \Phi_m \cos \theta$$

同様に β 相も

$$\lambda_\beta = Li_\beta + \Phi_m \sin \theta$$

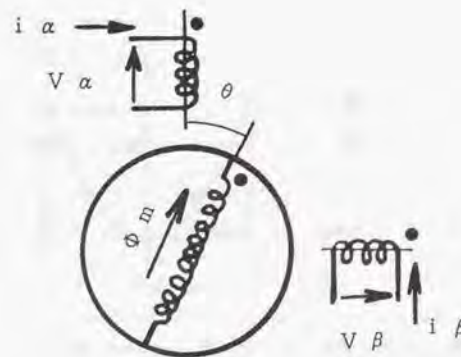


図2-21 2相非突極同期機モデル

したがって、固定子巻線上の電圧方程式は

$$\begin{aligned} V_\alpha &= Ri_\alpha + \frac{d\lambda_\alpha}{dt} \\ V_\beta &= Ri_\beta + \frac{d\lambda_\beta}{dt} \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (2-22)$$

整理して電圧方程式(2-23)が得られる

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+pL & 0 \\ 0 & R+pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \dot{\theta} \Phi_m \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (2-23)$$

発生トルクは、リラクタンストルク、ディテントトルクを無視し(2-7)式、(2-8)式から

$$T_{elec} = T_\alpha + T_\beta \quad \dots \dots \dots (2-24)$$

電気角表現で運動方程式は回転子函数が n_r より、制動定数 D 、負荷トルク T_L として

$$J\ddot{\theta} + D\dot{\theta} + T_L = n_r T_{elec} \quad \dots \dots \dots (2-25)$$

i_α 、 i_β をステップ的に切換えて行くことにより歩進駆動が行え、例えば一相励磁の場合 $i_\alpha=1$ 、 $i_\beta=0$ で励磁し $\theta=-\pi/2$ で最大トルクを発生 $\theta=0$ で静止、励磁を切り換え $i_\alpha=0$ 、 $i_\beta=1$ で $\theta=\pi/2$ で静止、 $\theta=0$ で最大トルクを発生し、電気角 $\pi/2$ の歩進動作となる。

2・4・2 低パルス周波数領域での不安定性の解析

ステッピングモータの基礎方程式は、同期機同様時変系の非線形方程式となるため、解析的取り扱いが行えない。一般同期機の定常運転では、トルク角の変動が小さいと仮定しトルクを線形化した解析が行われる。しかしステッピングモータの駆動は、矩形波で電圧を切り替える歩進動作が基本となり、非常に大きな負荷角変化をとまうため微小線形化による解析の方法が使用できない。

さらにステッピングモータ駆動システムでは、駆動回路の構成により電流の立ち上がり・下がりを代表に動特性が大きく影響を受けるため、回路要素を考慮した解析を行うことが重要である。しかし、Taft氏らも回路の影響を考慮せずに動特性の検討を行っている現状

であった。本項で機電連成系として動特性を解析することにより、ステッピングモータの駆動特性として最も問題となる低速域の不安定性の現象を検討する。

(1) 1ステップ応答

1ステップ応答は、 $t=0$ で、 $\theta = \pi/2$ 、 $\dot{\theta}=0$ を初期条件として(2-23)、(2-25)の基礎方程式を連立させて解くことにより解析できる。運動方程式・電圧方程式は、いずれもルンゲ・クッタ法により計算することとし、電圧方程式は運動方程式と連立させるため、運動方程式の刻み幅をステッピングモータの電気的固有周波数の $1/20$ とし、各刻みの区間でモータは等速で回転するものとして電圧方程式にその速度を代入することで速度起電力を考慮した。駆動回路についても励磁の切り換えごとのスイッチングモードによる回路要素を考慮して解析を行った。解析にあたっては、表2-10に示す緒元のステッピングモータを使用した。

図2-22に示すユニポーラ駆動の標準回路で、回路構成要素により1ステップ応答が回路要素によりどのように影響されるかを解析する。始めにフライホイールダイオード等余分な回路要素を構成しない最もシンプルな回路構成でシミュレーションした結果と実験結果を比較して図2-23に示す。両者の結果は、ステップ応答の振動による誘導起電力の影響が解析・実験の結果に現われ、振動の周波数も220Hzと良く一致していることを示しており、ステッピングモータの動作がシミュレーション出来ていることを示している。

表2-10 シミュレーション緒元

定格電圧	[V]	6
1相抵抗	[Ω]	5
1相インダクタンス	[H]	0.08
トルク定数	[Nm]	6.78×10^{-3}
ダンピング係数	[Nms/rad]	0.002
慣性モーメント	[kgm ²]	1.35×10^{-5}

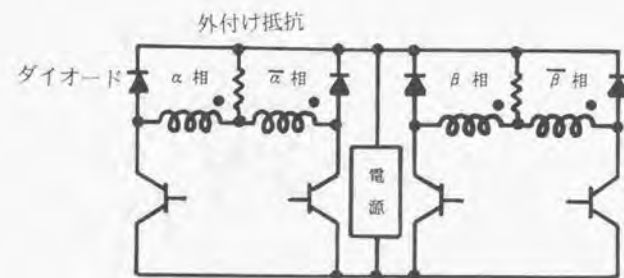
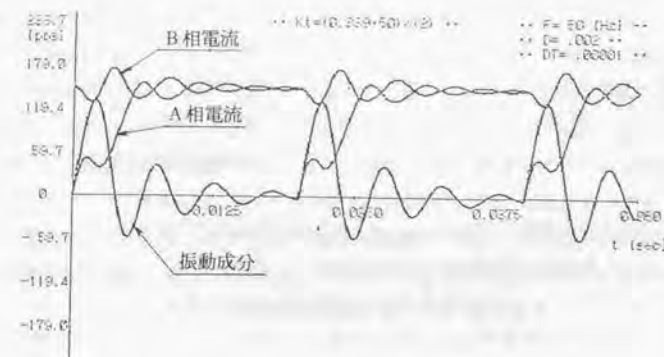
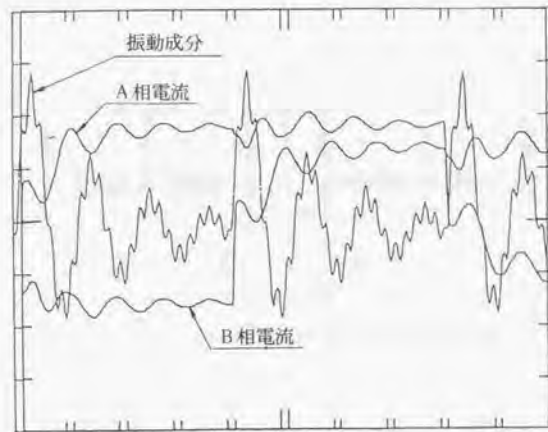


図2-22 シミュレーションした主回路構成



(a) 1ステップ応答シミュレーション結果



(b) 1ステップ応答実験結果

図 2-23 1ステップ応答

次に回路要素によりステップ応答がどのように影響されるかを検討するため、図2-22の回路でフライホイールダイオードを接続した場合と、更にモータ巻線に直列に抵抗を接続した場合の応答を解析した。その結果を図2-24に示す。即ちユニポーラ駆動回路ではインダクタンスに蓄積されたエネルギーの処理のためフライホイールダイオードを接続することが一般に行われ、電流の立下がり時間が長くなることの影響が、ステップ応答にも現われている。電流の立下がりの影響で前の励磁相の残留トルクが制動作用をお越し、目標位置が2段階に変化している様子がこの計算結果に現われている。立上がり・立下がりを改善するため抵抗を付加した場合、電流への影響が軽減されることから電圧方程式の影響をあまり受けず通常の2次系の減衰特性となっているが、残留トルクによる制動作用を発生しないためオーバーシュートが大きくなり、より振動的な挙動を示している。

このように、1ステップ応答でさえ回路要素によって特性が大きく影響され、オープンループ駆動されるステッピングモータ駆動システムの動特性の取扱いに困難を伴う。

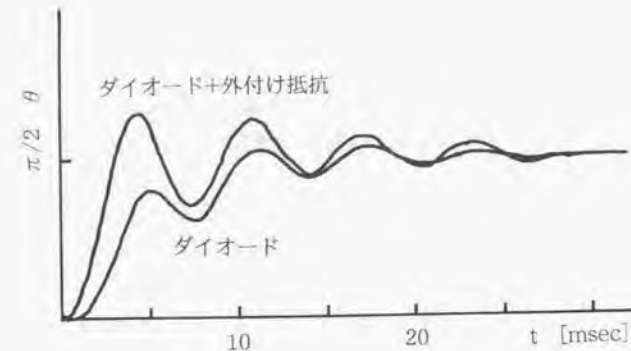


図 2-24 回路要素がステップ応答に与える影響

(2) 低パルスレート領域での動特性¹⁾

連続応答の取り扱いでは回転角 θ が積算されるため現象を把握しにくくする。そこで、初期条件として回転角 θ をステップ角 θ_s により以下のように離散化した取り扱いを行う。微視的に見ればステッピングモータは、パルスが入力される毎に励磁磁軸をステップ角 θ_s ずつ進めながら、それに同期した運動を行っている。したがって実際の回転位置 θ からパルスが入力される毎に θ_s を減じた位置を初期条件として与えることで、常に一定の目標位置に向かった応答として動作が記述できる。

$n-1$ 番目のパルスが入力された応答の角変位を x_{n-1} とすれば、 n 番目のパルスが入力された時の初期位置は $x_{n-1} - \pi/2$ となる。この運動の様子と初期条件の取り扱いの原理を図2-24に示す。速度および電圧・電流の初期条件は前区間の最終値として計算すればよい。ここで、実際の回転角 θ とここで定義した変位角 x とは、以下の関係となる。

$$\theta = x + (n-1)\theta_s \quad \dots \dots \dots (2-26)$$

ステッピングモータの駆動で最も問題となるのが、歩進動作に起因する振動の問題である。

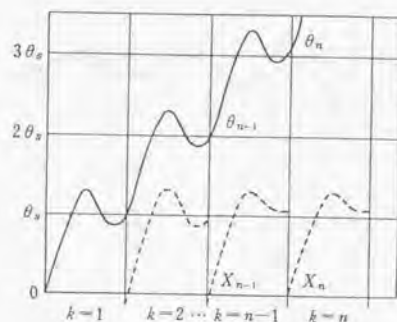


図2-25 初期条件取り扱いの原理

特に固有振動数と同期した駆動は低域共振として良く知られた現象である。しかし、従来この現象により回転不能になることが知られていたが固有振動数と共振してその現象が起こると定性的説明がなされているに過ぎなかった。しかし、2相機ではこの現象が低速の制御範囲を決定する要因であり原因を明確にしておくことが重要である。

簡単のため定電流駆動がなされていると仮定し検討することによって、運動方程式は1相のトルク定数を k_T として良く知られた2次系の次式で表現される。

$$J\ddot{\theta} + D\dot{\theta} + T_L = -k_T(i_a \sin\theta - i_b \cos\theta) \quad \dots \dots \dots (2-27)$$

ここで、ロータの静止位置は $\theta = \pi/4$ であるので、この位置を位置決め点 $x=0$ として x に変数変換して書き換えると、

$$J\ddot{x} + D\dot{x} + T_L = -\sqrt{2}k_T I \sin x \quad \dots \dots \dots (2-28)$$

この方程式を、 $\tau = \sqrt{2n k_T I / J} = \omega_n$ 、 $\xi = D\omega_n / (2\sqrt{2}k_T I)$ により正規化すると、 n 番目のパルスが入力された場合の運動は次式で与えられる。

$$\frac{d^2 x_n}{d\tau^2} + 2\xi \frac{dx_n}{d\tau} + \hat{T}_L = -\sin x_n \quad \dots \dots \dots (2-29)$$

ここで与えられる ω_n の固有振動数と駆動パルスレートが一致して大きな振動を起こし、ステッピングモータ特有の低速域の共振と呼ばれる現象となる。

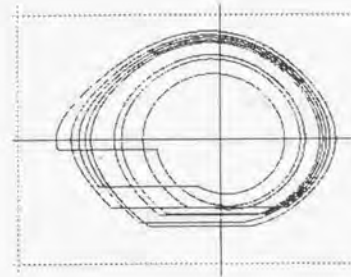
固有振動数での位相面上の運動を示したものが図2-25(a)となり、非常に大きな回転速度変動を発生していることが分かる。しかし、共振周波数の駆動では振動振幅が大きくなるもが、摩擦などの影響による損失分で制動力を発生するため更に共振が増大して脱調までは至らない。すなわち、 n 区間の初期を0で、最終値を1で示すことにすれば、次の条件を満たしリミットサイクル軌道となって脱調には至らない。

$$\begin{aligned} \dot{x}_{n0} &= \dot{x}_{(n-1)1} \\ x_{n1} &= x_{(n-1)1} \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (2-30)$$

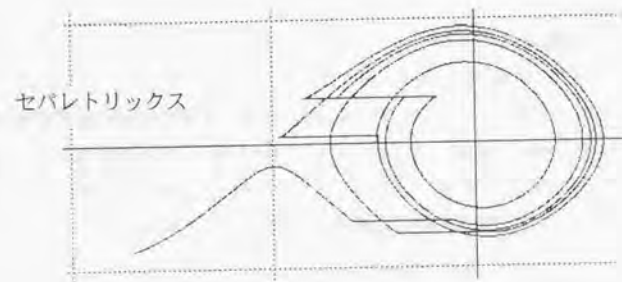
安定度が悪化するのは固有振動数より低いパルスレートでの駆動であり、図2-26(b)に固有振動より低い周波数での位相面軌道上の運動の様子を示す。この結果から、脱調にいたるメカニズムは次のように説明できる。定常状態でもこのパルスレートの駆動では、(2-31)式の条件を満たさないためリミットサイクル軌道にならず、励磁の初期位相が振動し同期機でいう乱調の状態となる。初期位置がセパレトリクスを越えた軌道に入り込むことにより、目標位置を見失って脱調現象を引き起こす。したがって脱調に至る条件は、励磁の初期位相によって決定され安定性の判別の基準とできる。

乱調の状態は、駆動回路の影響特に電流の立ち上がりと密接に関係し、特に2相ステッピングモータは $\pi/2$ の位相で1ステップが切り替わっていくため安定性を低下させる要因となっている。解析の結果からは、不安定点へ向かうセパレトリクスの軌道を超える初期位相は初期位置から $3\pi/4$ 遅れた場合であり、電流の立ち上がりを改善した定電流駆動では乱調を発生し固有振動数以下のパルスレートでは駆動出来ない領域となる。

パルスレートの上昇に伴いロータの慣性モーメントの影響により振動成分が吸収されるため、振動振幅は小さくなるが誘導起電力のピーク値が入力電圧を超える近某から再び振



(a) 固有周波数での位相面軌跡



(b) 固有周波数より10%低いパルスレートでの位相面軌跡

図2-26 低速パルスレートでの動特性

動が始まる。その様子を、定電圧駆動でシミュレーションした結果を図2-27に示す。ここで見られる現象は、低速共振で見られた励磁の切り換えに同期した周波数での振動ではなく、パルスレートよりも低い周波数で初期位置が振動することにより発生している。この現象をステッピングモータでは中速域での共振および高速駆動を除外する現象となっている。

ステッピングモータ駆動システムの動特性は、いろいろな要素が絡み合っており特に鉄損の影響を考慮することが困難であるため定量的に解析することはできていないが、低速域での不安定現象などの発生原因は本節で解析した結果からほぼ明らかに出来たと考える。駆動システムの高性能化を行うためには、低速共振での乱調対策が特に重要であるといえる。

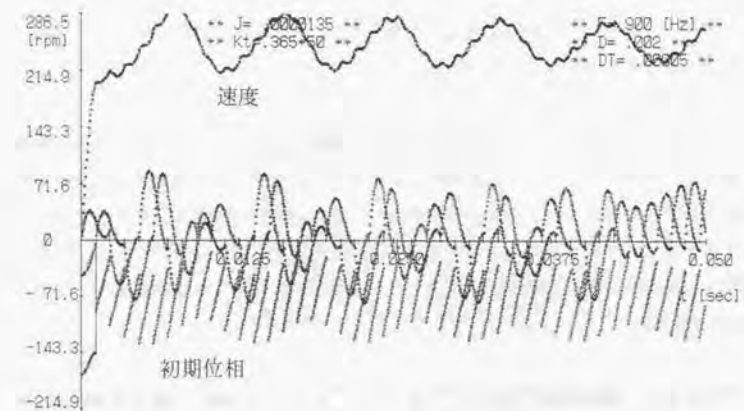


図2-27 中速域での動特性

2・4・3 軌道算定による最短時間位置決め

2相ステッピングモータは、前節で示したように共振があるため低速域での使用に問題があるが、発生トルクが大きいため高速の位置決めに向く特性を持っている。そこで、この特徴を生かすため、予め軌道計算を行うことによりモータの発生トルクを最大限に利用した位置決めを行うことができ、その一つの手法として位相面上の軌道を利用することを考える。この手法は2次元モデルでの手法であるが、この軌道結果をもとに前項で提案した機電連成とした解析によりよりデータを修正することで所望の速度プロファイルを実現する駆動が行える。この手法によれば、OA機器への応用のように駆動系の負荷条件が完全に把握されている場合、あらかじめオフラインで駆動パルスレートの計算を行い、その結果に基づき位置決めを行うことが出来るため高速の短距離の位置制御用途に応用が考えられる。

理想的な電源で定トルク運転がされているとすれば、(2-27)式が成立する。初期条件として $x = -3\pi$ とし速度 x を変化させ位相面軌道を計算することにより、図2-28に示す位相面が計算できる。セパレトリクスを構成する軌道は、初期条件を $x = -\pi$ 、 $x = 0$ とし(2-27)式を計算すればよい。ここで変位角 x で動作を記述することから、目標位置は常に $x = 0$ となり初期条件によって一意に定まる軌道を運動する。したがって、加速は第4象限を利用し、減速は第1象限を利用することになる。

パルスを入力するタイミングの取り方により駆動パターンが決定されるため、励磁の切り換え位相は以下のような決定法が考えられる。1ステップづつ目標位置に到達する毎に励磁を切り替えるステッピングモータの閉ループ駆動と同様の考え方、また最大トルクを発生する位置で切り替える考え方などがある。最短時間で位置決めを行うためには後者の方法により軌道を決定すれば良い。最大トルクを利用する位置で軌道計算を行った結果が図2-29である。

加速領域から減速領域へ軌道を切り替えるためには、加速域から減速域の軌道に切り換えて設計を行うため、加速の最後のパルス間隔を長く取る区間を必要とする。このように位相面上で軌道設計をおこなった駆動では、直線で加速パルスレートパターンを近似した場合のように初期位相角の振動による過渡現象を発生しない利点が生まれる。図2-29の駆動パルスレートパターンは三角波状となる。加速・減速を同じくし、さらに長距離の位置

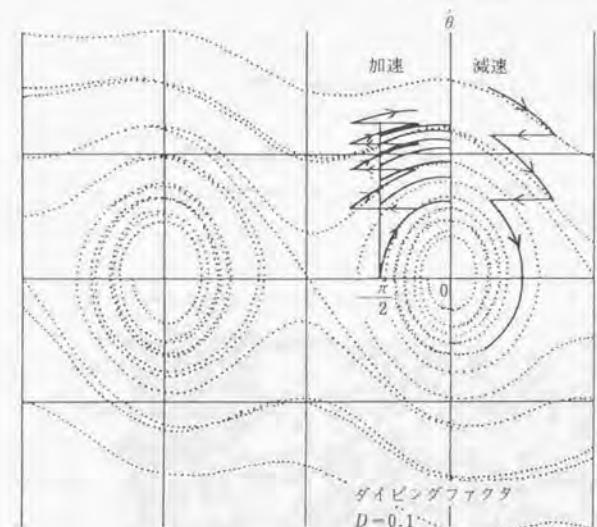


図2-28 位相面軌道上の加速と減速

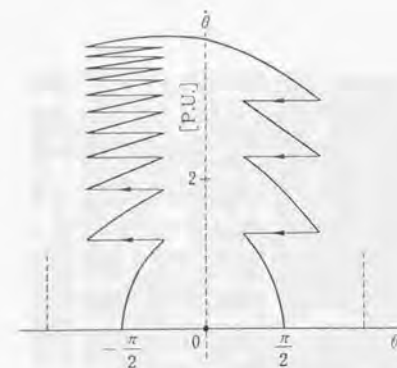


図2-29 位相面軌道を利用した運転パターンの設計例

決めるためには、最高パルスレートで定速運転を行う必要があり、この駆動パルスレートのパターンは台形波駆動となる。加速領域から減速領域への区間で(2-2-)式の条件を満たすリミットサイクルを見つけだし、そのリミットサイクルを発生するパルスレート必要なパルス数分だけ定速駆動した後、先の三角駆動同様減速区間に入る軌道を取れば良い。リミットサイクルを利用することで、加速から定速、定速から減速の変化による過渡現象が防止できなめらかな駆動を実現できる。

ステッピングモータは、最終位置決め時に大きな減衰振動を発生し整定時間が長くなり、せっかく最短時間加速・減速を行っても位置決め時間がこの整定時間に大きく依存する。もし位相面上で図2-30に示すような軌道が算出できれば、無振動で位置決めが可能となる。いまB点を通過して次のパルスで位置決めしようとした場合、Dの軌道を通る振動的な位置決めになる。これに対し、一つ先の位置決め点Aを通る軌道を算定しておきBの軌道とAの軌道の位相差が1ステップ角になる点Cで軌道をAに変換する。Aの軌道が $\pi/2$ の位置にたつた時パルスを入力すれば最終位置 $x=0$ で静止することが可能となる。

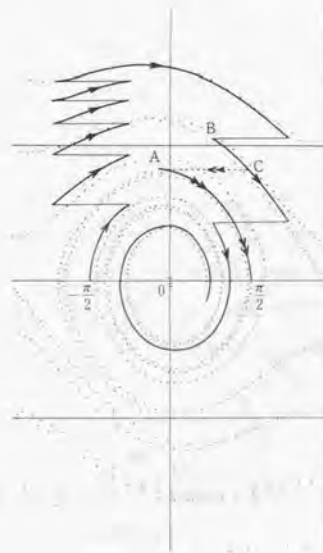


図2-30 位相面上での無振動整定の設計法

以上の軌道算定法により駆動回路も考慮した機電連成系としてパルス周波数を算定し、実験した結果を三角波駆動の例を図2-31に、リミットサイクルで9パルス定速駆動し台形波駆動を行った結果を図2-32に示す。ステッピングモータを使用した位置決めであるにもかかわらず、2500pps までの加速が5msec その逆の減速が約3msec と非常に高速で行えていることが確認できる。

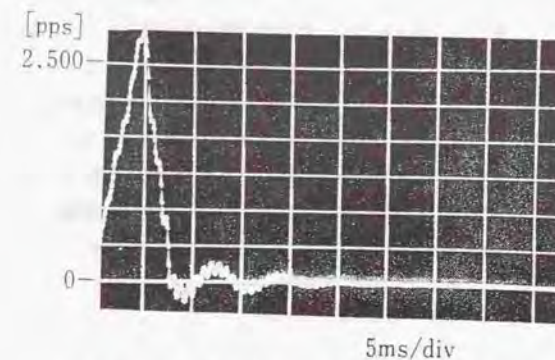


図2-31 三角波駆動パルスパターンの実験結果

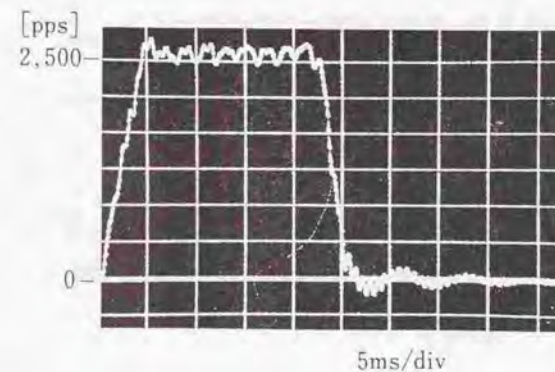


図2-32 台形波駆動パルスパターンの実験結果

2・5 閉ループトルク制御とトルク脈動の補償法

2・5・1 従来の閉ループ駆動法と問題点

ステッピングモータを位置検出器により閉ループを構成する駆動法は、このモータが開発された当初から検討が行われ、現在に至るまで実用化に至っていない駆動法である。閉ループ駆動が文献上最初に見られるものは、T.R.Fredericson氏が提案した方法である¹¹⁾。これは、第1章でも示したようにステップ角に等しい分解能の位置検出器を取り付け、ステップ角ごとに励磁を切り換えて行く、無整流子電動機で行われる方法と同様の手法である。この提案で特徴的なことは、速度により転流位置を変える点であり、当時は定電圧駆動が基本の制御が考えられていたため電流の遅れを補償するために考案された方法である。アプリケーションが決まっている用途には低コスト化が実現できるため、誘導起電力を検出して位置センサを省略する駆動法が樋口氏らによって提案されるなど1980年代になってからもなされるなど研究が各方面でなされた¹²⁾。しかし、この駆動法は回転速度が負荷トルクに依存するため、サーボ性を要求する用途には不向きであった。

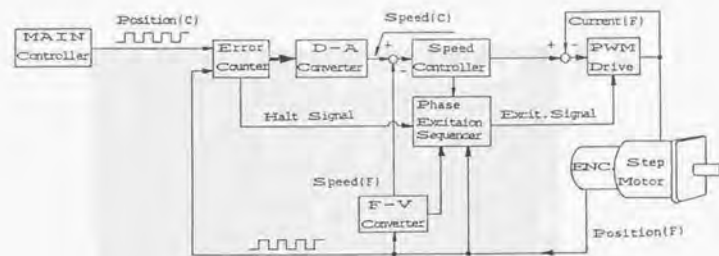


図2-33 閉ループ制御のブロック図

この問題を解決するため、図2-33に示すよう一般ブラシレスDCモータ同様の制御ループを組む方法が各方面で研究された。ACサーボモータが実用化される以前は、ディジタル制御用アクチュエータとして注目を集めた。しかし、ステッピングモータを高速回転で駆動した場合どうしても鉄損の増加により効率の低下を招くことが徐々に明らかになってきた。筆者がオープンループでの効率を測定した結果、最大効率でオープンループ駆動動作で約30%、閉ループ駆動で約50%となりオープンループ駆動よりはメリットがあることが確認されている¹³⁾。しかし同出力サイズのACサーボモータの効率は、永久磁石が高性能化されたこともあり80%以上が可能であり、高速性では、ステッピングモータにメリットがなくなっている。

2・5・2 閉ループトルク制御法¹⁴⁾

ステッピングモータは、基本波について言えば、2-2-3節で論じたようにロータ歯数 n_r を極対数とする非突極同期機と同様の基礎方程式となる。本節では一般交流機で行われるd-q座標上でステッピングモータの制御法を検討する。図2-34に示す同期機モデル上でロータ上に巻線軸に一致してd軸を、これと直交してq軸を定め、 $\alpha-\beta$ 座標系諸量を式の直交行列でd-q軸上へ投影する。

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (2-31)$$

この結果を整理すると、式(2-23)の電圧方程式は次式に書き改められ等価回路として図2-34が得られる。

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL & 0 \\ 0 & R + pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \theta \begin{bmatrix} L i_q \\ M i_f - L i_d \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (2-32)$$

等価回路モデルによればステータq軸巻線がロータ巻線と直交関係にあるので、q軸巻線電流 i_q のみがトルク発生に寄与し、d軸巻線電流はこれには無関係である。したがって、(2-33)式の条件のもとで電流制御を行えば、

$$\begin{aligned} i_d &= 0 \\ i_q &= \sqrt{2} I_t \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (2-33)$$

モータの発生トルクについて、 K_t をトルク定数と置いて、2-34式のように、モータの発生

トルクと電流に対し線形関係を得ることができる。

$$\begin{aligned} T &= M I_f \cdot i_q = K_T \cdot I_T \\ K_T &= \sqrt{2} M I_f \end{aligned} \quad \dots \dots (2-34)$$

この為、以後 I_T をトルク電流と呼ぶ。以上によりステッピングモータも、二相同期電動機のブラシレスモータ化運転の制御則同様の制御が行えることが示せた。

(2-33)式の電流制御条件を具体的に実現させるためには、実際の電機子電流は図2-33に対応するため、(2-31)式と(2-33)式より次式の電流制御を行えば良い。

$$\begin{aligned} i_a &= -\sqrt{2} I_T \sin \theta \\ i_\beta &= \sqrt{2} I_T \cos \theta \end{aligned} \quad \dots \dots (2-35)$$

したがって、ステッピングモータのドライバとして電流制御形インバータを使用することにより(2-33)式に従って電流振幅としてトルク電流 I_T を与え、ロータの位置角を位相として与えることにより得られる二相交流電流を電機子電流として流せばトルク制御が実現出来る。

2・2・3でも論じたように、トルク定数と誘導起電力定数とは次の関係が成立しており、簡単に求めることができる。

$$\begin{aligned} v_{a0} &= -M I_f \cdot \dot{\theta} \sin \theta = -\sqrt{2} E \sin \theta \\ E &= \frac{M I_f}{\sqrt{2}} \dot{\theta} = K_E \cdot \dot{\theta} \\ K_T &= \sqrt{2} K_E \end{aligned} \quad \dots \dots (2-36)$$

この制御則を評価するため図2-35に示す制御システムを試作した。位置検出器として分解能14400Pulse/revの光学式エンコーダを用い、位置情報として積算するためのカウンタ、sin/cosのROMテーブル、電流指令を作る8ビットD/A変換器が設けられ、正弦波三角波比較電流制御形のFETインバータを用いた。インバータの構成は第5章で詳細を示すが、2相ステッピングモータに巻線の特長を生かしたユニポーラ駆動方式とした。

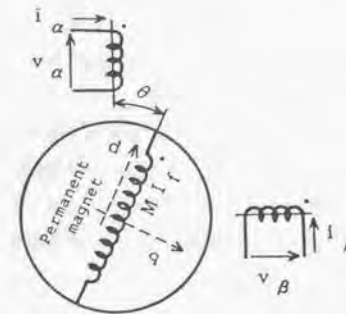


図2-34 d-q座標軸のステッピングモータモデル

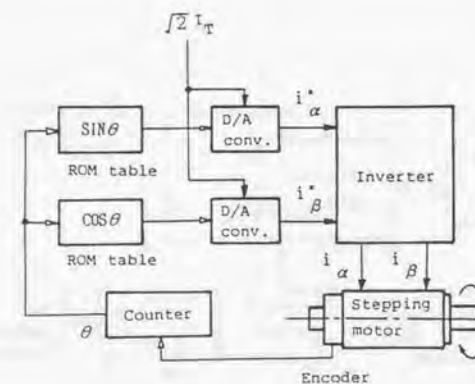


図2-35 試作したトルク制御システムブロック図

(1)トルク制御特性

ステッピングモータをブラシレスモータの運転条件で駆動した場合の出力トルクを評価する場合、測定法により次の2通りが考えられる。

1. 出力トルクを平均値としてとらえ、脈動成分を除去したものを計測する
 2. 出力トルクを瞬時値としてとらえ、トルク脈動成分すべてを計測する。
- 2.の方法が現実の運転に対応した精密評価法と考えられる。しかし、実回転状態のモータの出力トルクの測定を行うには被測定モータにトルク検出器及び負荷装置を取り付ける必要がある。

1. 機械系の軸合わせが適当でないと機械的振動を発生する。
2. 機械系全体の共振周波数を高くすることが難しく、高々数百Hz程度である。
3. 負荷装置にもトルクリプルを発生する。

などの問題があり、瞬時トルクを測定できるトルク検出器を使用したとしても実回転状態での瞬時トルクを測定できるか難しさがある。

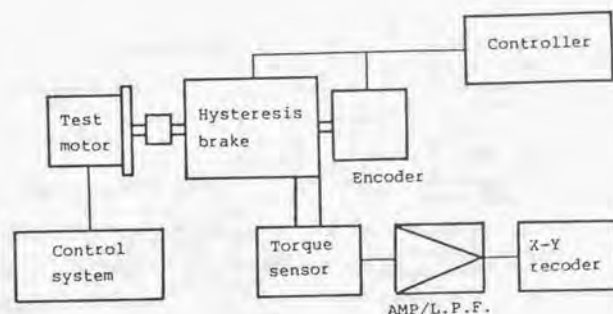


図2-36 速度トルク特性測定のプロック図

図2-36に示すシステムで平均出力トルクの測定を行った。ヒステリシスブレーキにより被測定モータに負荷がかけられ、出力トルクはストレンゲージロードセルによりトルク変換される検出器により検出されDCアンプを通してXYレコーダに出力される。一定のトルク電流指令のもとでステッピングモータを制御した状態で、ヒステリシスブレーキの励磁電流を時間とともに直線的に変化させてモータの平均トルクと速度の関係を測定した結果が図2-37である。供試機の緒元を表2-11に示す。

インバータの直流電圧を20Vとした場合の実験例である。それぞれのトルク指令値に対して低速度領域では電流制御則によりモータの発生トルクが管理されているため、速度に無関係にほぼ一定のトルクを発生していることがわかる。しかし、モータ速度が上昇してモータの誘導起電力が上昇するにつれ、図中領域Bに示すよう誘導起電力の上昇により指令電流に対する実電流の追従度が悪くなり電流制御が不完全となり、モータの発生トルクが低下している。トルク制御領域はインバータの直流電圧を一定とするならば電流指令値が大きくなるほど狭くなり、これを広げるにはインバータ直流電圧を上昇させるか、d軸に電流を流していわゆる弱め界磁制御を行うかどちらかである。

図2-36で極低速時のモータが発生するトルクを電流指令に対しプロットしたものが図2-38である。実験システムにおけるステッピングモータのトルク定数は誘導起電力定数の2倍であり、モータを発電機として測定したその値によりトルク定数を求めることができ、 $K_t=3.24\text{kgcm/A}$ であった。トルク電流指令 $I_t=0.8\text{A}$ までは実験値と理論値は極めてよく一致していることがわかる。誘導子部分で磁気飽和が起こっているため、 0.8A を超えると測定トルクに飽和が見られる。

表2-11 供試機緒元

定格電圧	[V]	6
1相抵抗	[Ω]	5
1相インダクタンス	[H]	0.08
トルク定数	[Nm]	6.78×10^{-3}
ダンピング係数[Nms/rad]		0.002
慣性モーメント	[kgm ²]	1.35×10^{-3}

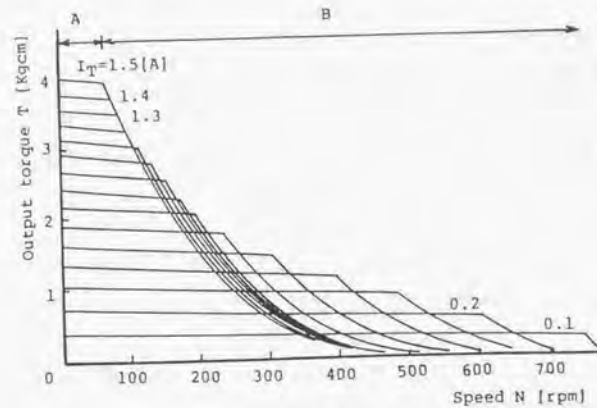


図 2-37 平均トルク測定結果

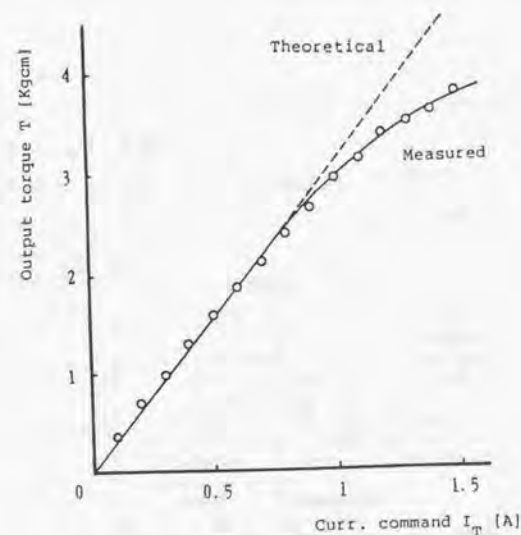


図 2-38 トルク電流に対するトルク測定結果

2・5・3 トルクリブルの発生原因とその保証法¹³⁾

実回転数全領域において瞬時トルクを測定することは先にも述べたように問題が多い。しかし、ごく低速回転領域であれば、モータ瞬時電流毎の発生トルクとして瞬時トルクを評価することが可能と考えられる。図 2-39 に瞬時トルクの測定ブロックを示す。

測定はスティフネストルクの測定装置をそのまま流用したものである。電流指令を一定とした被測定ステッピングモータを外部からステッピングモータにハーモニックドライブギヤを装着した負荷装置で極低速で回転する。実験は 0.5rpm の速度で行った。電流値をパラメータに電気角一周期分を測定した結果を図 2-40 に示す。表 2-12 は図の測定区間での出力トルクの平均値を T_s 、脈動成分の振幅の平均値を ΔT_s でそれぞれ示している。 T_s は同一のトルク定数を持つ理想的な二相同期電動機を駆動したときに発生する計算値であり、 ε は T_s を真値、 T_s を測定値と考えたときの誤差として求めた値である。

ε の値は 10% 以下であるが、極低速時には制御性能を悪化させる原因となり DD ドライブの応用を目的とした場合問題となる。この制御誤差の発生原因は、以下のように考えられる。

本節では界磁磁束が正弦波であることを仮定して、ステッピングモータを非突極の同期機としてモデル化して、トルク制御系を構築した。しかし現実には 2-2-2 節で論じたように、界磁磁束は純正弦波分布ではなく、低次の高調波磁束成分を持ち、この成分がここでの制御誤差となって現われていると考えられる。ここでは、巻線と鎖交する磁束入に最も支配的な成分である 3 次 5 次高調波を考慮すると

$$\begin{aligned}\lambda_a &= Li_a + \Phi_m (\cos \theta + k_3 \cos 3\theta + k_5 \cos 5\theta) \\ \lambda_b &= Li_b + \Phi_m (\sin \theta + k_3 \sin 3\theta + k_5 \sin 5\theta)\end{aligned} \quad \dots \dots (2-37)$$

が成立する。2 相機の発生トルクは

$$T = \frac{\partial \lambda_a}{\partial \theta} i_b - \frac{\partial \lambda_b}{\partial \theta} i_a \quad \dots \dots (2-38)$$

で表現できるから、制御電流として (2-35) 式を代入して整理することで

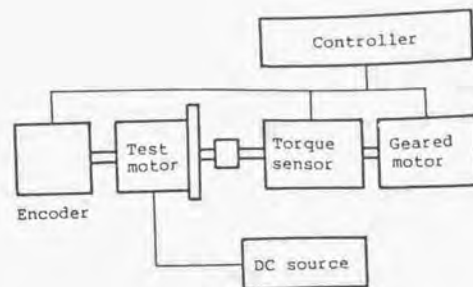


図2-38 瞬時トルク測定ブロック図

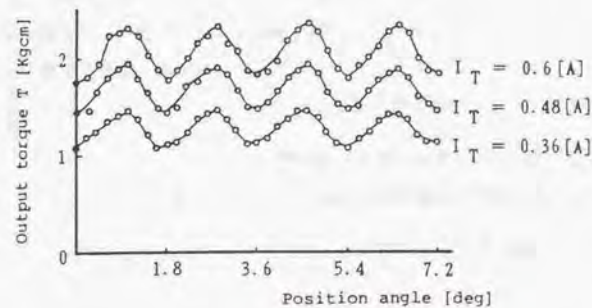


図2-39 瞬時トルク測定結果

$$T = \Phi_m I_r + (3k_s - 5k_s) \Phi_m I_r \sin 4\theta \quad (2-39)$$

が発生トルク式となる。第2項がトルクリブルを表わし角変位に対し4倍の周期で変動しており、この成分がトルク制御誤差となって現われている。

4倍の周期で変動するトルクリブルを電流制御により補償する方法を考える。図2-41は指令電流と脈動成分の振幅の関係を示したものであるが、この図よりその振幅は指令電流にほぼ比例し、周期が4倍である。そこで、トルクリブル $\Delta T_s(\theta)$ を次式で近似する。

$$\Delta T_s(\theta) = -I_r \cdot K_r \cdot \cos 4\theta \quad (2-40)$$

と近似するとステップモータの出力トルクは

$$T = T_s + \Delta T_s(\theta) = K_r \left(1 - \frac{K_r}{K_r} \cos 4\theta \right) \cdot I_r \quad (2-41)$$

と表現できる。したがって、 $\Delta T_s(\theta)$ を考慮してステップモータのトルク定数を

$$K(\theta) = K_r \left(1 - \frac{K_r}{K_r} \cos 4\theta \right) \quad (2-42)$$

で与える。そこで、式のかわりに

$$\begin{aligned} i_d &= 0 \\ i_q &= \frac{\sqrt{2} I_r}{\left(1 - \frac{K_r}{K_r} \cos 4\theta \right)} \end{aligned} \quad (2-43)$$

になるように制御すれば、出力トルクとして $T = K_r i_q$ として得ることができる。 $K_r/K_r \ll 1$ の場合は、制御電流を次式で近似できる。

$$\begin{aligned} i_d &= 0 \\ i_q &= \left(1 - \frac{K_r}{K_r} \cos 4\theta \right) \cdot \sqrt{2} I_r \end{aligned} \quad (2-44)$$

図2-41よりこの値は、0.147となった。この値により、トルクリブルを補償する制御プロッ

クは図2-42となり、瞬時トルクの測定結果図2-43に示すよう十分な補償効果が得られていることが確認できる。

表 2-12 電流指令に対するトルクリブルの比較

I_T (A)	0.36	0.48	0.60
T_C (Kgcm)	1.17	1.56	1.94
T_S (Kgcm)	1.27	1.68	2.05
ΔT_S (Kgcm)	± 0.18	± 0.23	± 0.28
ϵ (%)	8.5	7.7	5.7

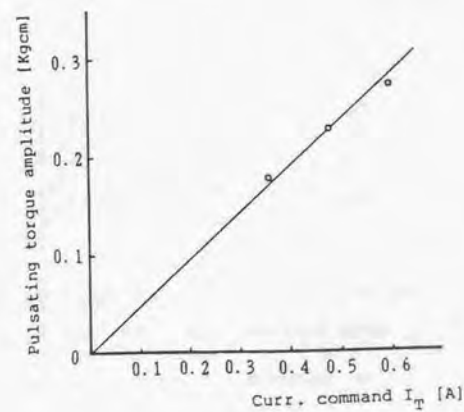


図 2-41 電流指令に対するトルクリブル

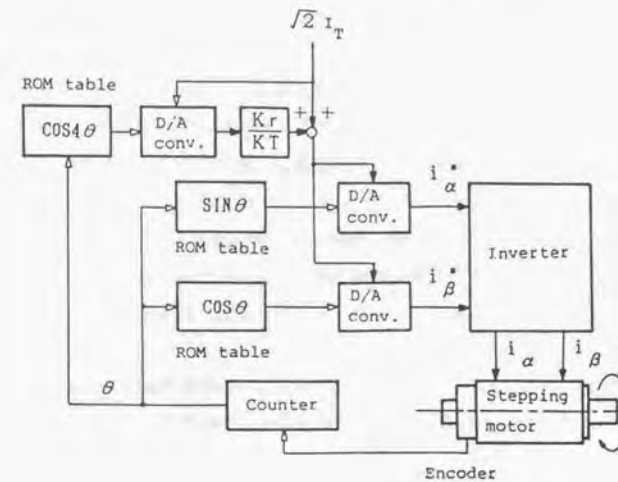


図 2-42 トルクリブル補償ブロック図

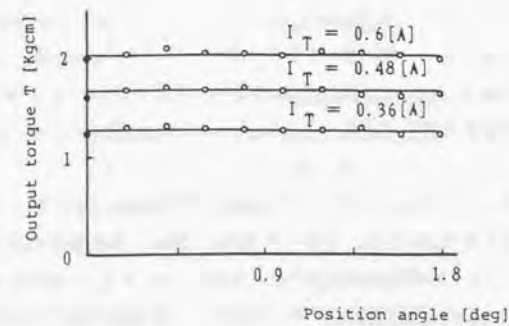


図 2-43 トルクリブル補償結果

2・6 結言

本章で、ステッピングモータ駆動システムの基本モデルとして2相ステッピングモータの特性を論じることにより、2相ステッピングモータ駆動システムを持つ問題をトルクリブルの点から明らかにした。本章で得られた結論は、以下のようにまとめることができる。

1. ステッピングモータのトルク発生機構をギャップパーミアンスにより表現し、主トルク発生機構が、主磁束と電機子巻線の鎖交により発生していることを明らかにした。
2. 主磁束の歪に比例してスティフネストルク分布が歪、誘導子の設計により分布が決定される
3. トルクリブルは、3次・5次高調波により発生し、有限要素法による歯形上の解析の結果、歯幅と極ピッチの比を37%付近にすることでその発生が最小となることをしめした。
4. トルクリブルを最小にする歯の設計では、ディテントトルクが最大となり、その対策としてパーニアスロットとすることが有効であることが明らかにできた。
5. ステッピングモータの動特性として回路素子までを考慮した特性解析により、電流の立ち上がり・立ち下がり遅れによるステップ応答の影響を示すことができた。
6. 連続応答を位相面軌道上に表現することにより、ステッピングモータ特有の振動現象を解析することにより、固有振動数近傍での脱調現象が起こるメカニズムを明らかにした。
7. オープンループでも、位相面を使用することにより高速で位置決めする方法を示した。
8. 閉ループ駆動法として、ダイレクトドライブモータを実現するための基本制御法として一般同期機で行われるd-q座標モデルでのトルクコントロール制御則を明らかにし、さらに制御性能悪化の原因となるトルクリブルの補償法を提案した。

本章で提案してステッピングモータの誘導子の設計法は、2相ステッピングモータに限定されることなく多相ステッピングモータの設計に際しても有効であることが第3章で示され、トルクリブルを考慮した設計法として有効である。また、2相ステッピングモータの動特性の解析から明らかに出来たように、システムの固有振動数近傍の不安定現象は、速度制御範囲を著しく狭めるため2相ステッピングモータ駆動システムを持つ本質的問題と考える。

参考文献

- 1.) K.M. Feirtag, J.T. Donahoo; "Dynamoelectric Machine,"
US Patent No. 2,589,999 (1952,3)
- 2.) Jufer, M., etc; "Hybrid Stepper Motor torque and Inductance characteristics with saturation effects" 15th Incremental Motion Control Systems and Devices (以降 IMCSS と略称する), Univ. of Illinois April 1986
- 3.) H. Dohmeki, Y. Hosogoshi; "Analysis of Harmonic Torque in Stepping Motor" 17th IMCSS pp.225-231 1988
- 4.) Harris, M.R. etc.; "Unifying approach to static torque of stepping motor," Proc. IEE Vol. 124, No. 12, 1977
- 5.) Dohmeki, H., Kabori, H.; "Development of high torque stepping motors suited for micro step drives" 25th IMCSS pp.347-358 1996
- 6.) Taft, C.K. etc.; "Stepping Motor Failure Model," IEEE Trans on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-22, No. 3 1975
- 7.) 百目鬼 「ステッピングモータの使い方」 工業調査会 93年6月
- 8.) N. Matsui, H. Yamai, H. Dohmeki "Torque Control of Hybrid Stepping Motor" 16th IMCSS pp.239-247 1987
- 9.) Chai, H.D.; "Permeance Model and Reluctance Force Between Toothed Structures" 2nd IMCSS April 1973
- 10.) 百目鬼 他 「駆動回路を考慮したステッピングモータの駆動トルク」 電気学会回転機研究 RM-92-18
- 11.) Fredriksen, T.R. "Applications of the Closed-loop Stepping Motor," IEEE Trans on Automatic Control, Vol. AC-13, No. 5, October 1968
- 12.) 樋口 「ステッピングアクチュエータの開発と制御の動向」 精密機械 Vol. 49 No. 11 pp. 27-33 1983
- 12.) K. Marushima, H. Dohmeki, "Speed torque characteristics of a closed-loop stepping motor" 15th IMCSS pp. 233-240 1986
- 13.) 百目鬼 ステッピングモータの開ループ制御回路 特許公告公報 特公平 6-50958

第3章

5相ステッピングモータ駆動システム

● 小目次

3・1 緒言	95
3・2 多相ステッピングモータの発生トルク解析	96
3・2・1 多相機の磁極配置	96
3・2・2 ホールディングトルクの比較	103
3・3 多相ステッピングモータの動特性	109
3・3・1 トルクリブルの定義	109
3・3・2 ユニバーサル駆動回路	111
3・3・3 動特性の比較	113
3・4 5相モータの励磁方式による特性改善	121
3・4・1 スター結線と環状結線	121
3・4・2 結線と励磁シーケンス	124
3・4・3 結線の違いが特性に及ぼす影響の 実験的検討	130
3・5 結言	138
本章の参考文献	140

第3章 5相ステッピングモータ駆動システム

3・1 緒言

第2章で論じたごとく、2相ステッピングモータ駆動システムはトルクリブルが大きく、安定性の面で原理的な問題を持っている。当初想定された磁気ベッドの位置決めなど歩進動作のみを主眼としたアプリケーションでは問題とされなかったが、自動化機器の位置決めなど高速応答を要求する用途が増えるに従い速度制御範囲を広くとれないという問題が顕在化してきた。ステッピングモータを開ループ駆動して安定化をはかることは実際的でなく、あくまでもオープンループというステッピングモータの特徴を生かした性能改善法が望まれていた。当初ステップ角を細分化する手法として検討された多相化が、低速域での安定性向上に効果があることが認められ、徐々に産業界で地位を築いて行った¹⁾。

多相ステッピングモータについて、ステップ角の細分化やフルステップ・ハーフステップ駆動時のトルク差が小さいなどの利点が強調されていた。しかし、原理的に相数の違いによる特性は明らかにされていなかった²⁾。したがって、多相化する利点が断片的に報告されていたものの、ある特定の相数についての特長が強調して取り扱われており³⁾、客観的に比較する尺度は存在しない状況だった。筆者は、5相ステッピングモータの動特性を研究することで、特性差を発生する要因をトルクリブルの点から検討した⁴⁾。本章において、多相ステッピングモータの得失を考察することで、最も高性能を実現出来るステッピングモータ駆動システムの構成を明らかにする。

始めに、2章で確立したスティフネストルクの算定法を多相機まで拡張し、発生トルクの面からの比較を行う。さらに従来ホールディングトルクが大きい小さいのみを判断基準としていたものを、励磁区間の平均トルクの比およびトルクの最小値と最大値の比の2つを定義することで、実際の運転状態に近い評価が可能とする方法を提案する⁵⁾。次にこの方法によれば、相数を増やすほど効果があることが分かるもが、その改善度は徐々に少なくなり、総合的に判断して5相のステッピングモータがトルクリブルの点からは優れている結果が示される。さらに、定格事項を同じくする多相ステッピングモータを試作し実験により特性比較を行うことで、提案した尺度が実験結果から裏付けられる。

多相化することで、励磁相の組み合わせの自由度が増し、特に5相機はさまざまな結線

方式が考案されているが¹⁰⁾、具体的に特性にどのような違いがあるかについて十分な研究されていない。すなわち交流3相機では、PWMインバータにより正弦波駆動を前提とするため、スター・デルタ結線は定格事項が違うだけで動特性では顕著な特性差は存在しないとされている。しかし、方形波駆動される5相ステッピングモータでは、スターと環状結線(5相モータではその結線図からペンタゴン結線と呼ばれる)では励磁シーケンスが異なることから動特性に影響を与えることが推察され、その得失を検討することでモータ相数により最適な駆動法があることを示す⁷⁾。

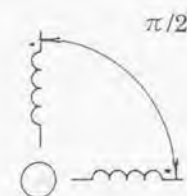
ここで、相数は高調波トルクの観点からは素数を相数とすることが望ましく、5相、7相などが考えられるが、ドライブ段の主回路が複雑になることから7相は産業上利点がなく、本論文では5相までを検討の対象とした。

3・2 多相ステッピングモータの発生トルク解析

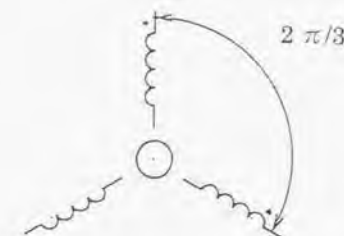
3・2・1 多相機の磁極配置

ハイブリッド形ステッピングモータは、ステータ・ロータに施された誘導子1ピッチにより一般交流機の一極対が構成される。したがって多相構造のステッピングモータを構成するためには、ステータ各相巻線が相数を m とした場合、各相間の位相差が $2\pi/m$ となるように誘導子を配置するように構成すばよい。さらにステータボールの構成条件としては、ラジアル方向の磁気吸引力をキャンセルするため、ステータのボール数を $2m$ とし、1相が軸対象になるようステータボールを配置することが必要である。また励磁相の磁氣的バランスや磁気回路を短く構成することを考慮し、隣り合うボールが異極性とすることも要求される。相数としては、2相、3相、4相、5相などが考えられる。5相以上に相数を増しても製造面やドライブ段の構成を考えるとメリットがない。相数による位相差を考慮した多相ステッピングモータの巻線配置は、一般同期機同様、図3-1のように示される。

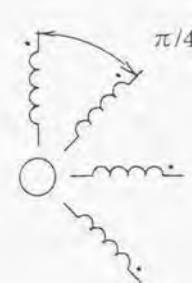
各ステータボールに誘導子を施すことで、ステータ磁極が構成される。標準的なロータ歯数 $n_r=50$ のモータについて極配置を考える。回転機として理論的に成立するステータ誘導子の総歯数 N_s は、一般電動機と同様 $|N_s - n_r| = 2$ を満足する必要があり、その最大数は48枚となる。現実には各ボール間に巻線作業をするスペースが必要であり、この歯数は実現できない。できるだけ多くの誘導子を幾何学的に実現できる配置を以降相数ごとに考える。



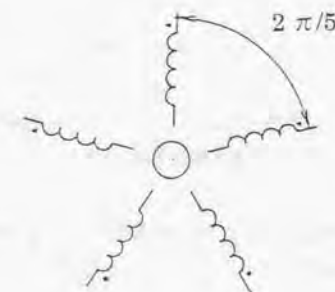
(a) 2相ステッピングモータ



(b) 3相ステッピングモータ



(c) 4相ステッピングモータ



(d) 5相ステッピングモータ

図3-1 多相ステッピングモータ巻線

(1) 2相ステッピングモータの場合

2章で論じたように、ステータポール数8であり各ポール間に1歯分のスペースを設ける必要があることから、全誘導子は $48-8=40$ となり、1ポール当たりの誘導子数 n_p は5となる。

(2) 3相ステッピングモータの場合

ポール数としては、6ないし12ポール構成が考えられる。12ポールの場合の磁極配置を、図3-2に示す。誘導子歯数は、各ポール均等に振り分けることができず、4枚3枚を交互に配置する。このため、全誘導子数は36枚となる。

(3) 4相ステッピングモータの場合

ポール数は2相機同様8であり、各ポール間の誘導子の位相差が $\pi/8$ になるように構成出来ればよい。磁極配置は図3-3に示すようになり、各ポールに同一の誘導子数を割り振ることができず、5枚4枚を交互に繰り返す配置となる。全誘導子数は36枚となる。

(4) 5相ステッピングモータの場合

ポール数は10であり、図3-4に示す磁極配置となる。各ポール均等に4枚づつ誘導子を振り分け、全誘導子数は40枚となる。

以上をまとめると、ロータ歯数50の場合の多相ステッピングモータの構成として、表3-1が得られる。

2-2-3節で論じた誘導子の設計法を適用し、ディテントトルクを低減するためパーニアスロットをほどこした相数ごとのステータ鉄板を設計した結果を、図3-5から図3-7に示す。

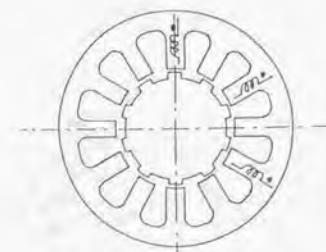


図3-2 3相ステッピングモータの磁極配置

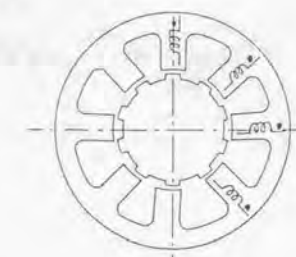


図3-3 4相ステッピングモータの磁極配置

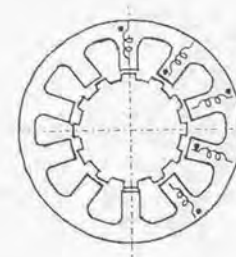


図3-4 5相ステッピングモータの磁極配置

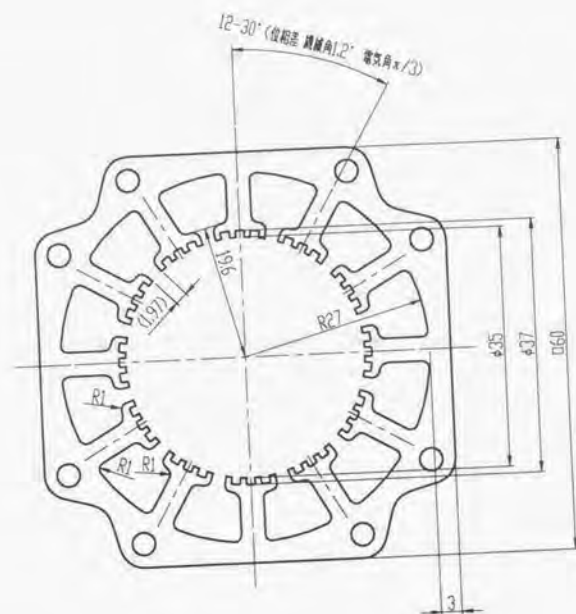


図3-5 3相ステッピングモータのステータ鉄板設計結果

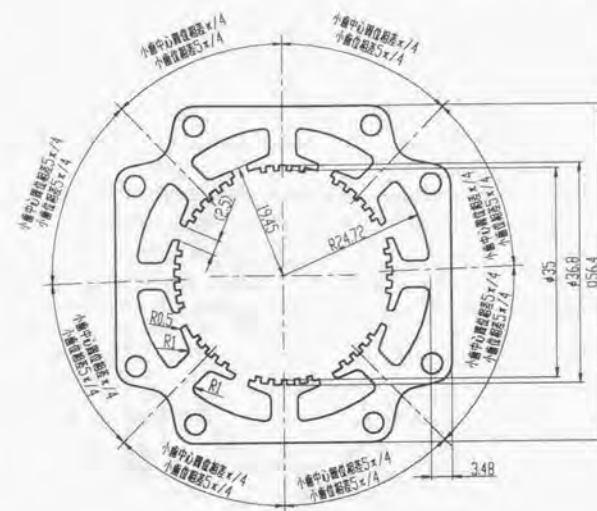


図3-6 4相ステッピングモータのステータ鉄板設計結果

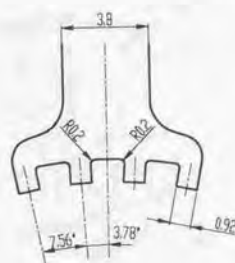
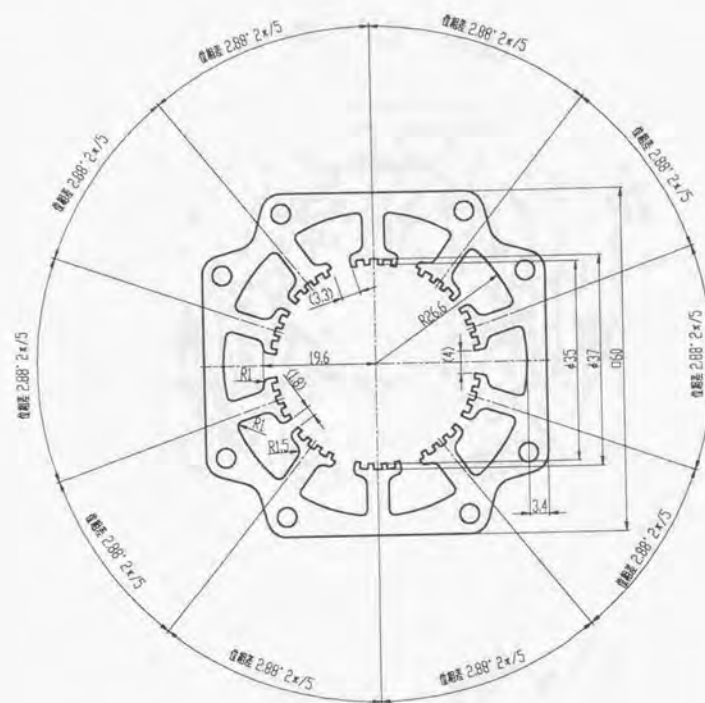


図3-7 5相ステッピングモータのステータ鉄板設計結果

表3-1 多相ステッピングモータの構成

相数	2相	3相	4相	5相
ポール数	8	6または12	8	10
1ポール歯数	5	7または3・4	5	4

3・2・2 ホールディングトルクの比較

2・2・2節で論じた、パーミアンスモデルより多相ステッピングモータの静トルク特性を比較する。簡単のためパーニャスロットを施さない、表3-1に示したステータ・ロータの極ピッチが等しい等間隔スロットについて、相数による発生トルクを理論的に比較する。比較は基本波のみで行えば十分であり、1歯のパーミアンスを基本波の係数を k_1 として(3-1)式とおく。

$$P_g = P_m (1 + k_1 \cos \theta) \quad \dots \dots \dots (3-1)$$

以降たとえば5相A相のパーミアンスであれば P_{5A} のように、相数を添字で示すことにし、1ポールの誘導子数を n_s とすれば、 m 相モータの1相片側のパーミアンスは、1相 n ポールで構成されることより3-2式となる。

$$P_m = nn_s P_g (1 + k_1 \cos \theta) \quad \dots \dots \dots (3-2)$$

第2章で論じたことより、各相エアギャップには均一の起磁力 U が加わるとしてよく、1相巻線との鎖交磁束数 Ψ は1相の巻線数を N_m として(3-3)式となる。

$$\psi_{m1} = 2nn_s P_m N_m U (1 + k_1 \cos \theta) \quad \dots \dots \dots (3-3)$$

したがって、 m 相モータ1相に発生するトルクは電機子電流を1として $-\frac{\partial \psi}{\partial \theta} \cdot i$ により求められることより(3-4)式が得られる。

$$T_{m1} = -2nn_p P_m N_m U k_p \sin \theta \cdot i \quad \dots \dots \dots (3-4)$$

表3-1の緒量により1相の発生トルクは、表3-2で求められる。多相ステッピングモータの場合、最大トルクは最大励磁相数で励磁した場合であり、たとえば3相モータでは $\pi/3$ の位相差を持った各相トルクの合成として求まる。多相励磁の場合の計算結果も同表に合わせて示す。ここで1相励磁の最大トルクを k_T とした。

$$T_T = \sum_{i=1}^3 k_T \sin \left(\theta - \frac{\pi}{3}(i-1) \right) = 2k_T \sin \left(\theta - \frac{\pi}{3} \right) \quad \dots \dots \dots (3-5)$$

ホールディングトルクは、巻数 N_m と定格励磁電流 I の積に比例することになり、巻線のスペースにどれだけの巻線が配置できるかに依存することになる。正確には、実際に試作して比較する必要がある。ここでは理論的に比較するため、巻線スペース全体に1ターンのコイルを配置したと仮定して、多相の発生トルクの比較を行う。つまり、モータ体格が一定であれば、許容される損失も同一であり、抵抗はスロット面積に比例することから、各相数の違いによる一相のスロット面積に比例すると、ホールディングトルクを理論的に比較することが可能となる。

ここで、2相ステッピングモータを基準にすることにし、相数によらずスロットとティースの総面積を等しいとし S と置く。2相機では1相スロット面積は $S/4$ となりこの時の定格電流を I_2 とする。この時銅損 W_2 は比例定数を k として次式となる。

$$W_2 = 2I_2^2 k S / 4 \quad \dots \dots \dots (3-6)$$

3相機では、スロット面積は $S/6$ となり、定格電流を I_3 とすると、

$$W_3 = 3I_3^2 k S / 6 \quad \dots \dots \dots (3-7)$$

仮定から、 W_2 と W_3 は等しいことより、 $I_3 = I_2$ となる。同様の議論から、全損失を等しく置いた場合、相数によらず1相のアンペアターンは等しくなる。よって、2相ステッピング

モータのホールディングトルクとの比として、多相ステッピングモータのトルクを比較することが可能となりその結果を、表3-2に示す。

この結果から、2相ステッピングモータがホールディングトルクの点からは一番大きくできるが、その差は最大でも3相機と比較し15%程度であり、4相、5相機とは8%程度の差しかない。実際には、巻線のスペースファクターなど複雑な要因を考慮する必要がありここでの議論ほど単純ではなく、以降実際に試作した結果で比較する。

ディテントトルクを低減するため、バーニアスロット構造をとった図3-5から図3-7に示したステータ鉄板により、各相ステッピングモータを試作した。試作機の緒言を表3-3に示す。最大励磁相数で全損失を同一とする電流を定格電流として、スティフネストルクを測定した結果を図3-8から図3-11に示す。

得られた緒定数とホールディングトルクを比較して表3-4に示す。この結果からも本節で単純に比較したように発生トルクの面からは、多相モータに差異が見られないことが実験によっても確認できた。従来5相ステッピングモータは、2相機と比較しホールディングトルクが小さいとの指摘があったがこの解析により、理論的に差がほとんどないことが明らかに出来た。

表3-2 ホールディングトルクの理論的比較

	2相	3相	4相	5相
1相励磁	$40P_m N_m k_1 U i_2$	$24P_m N_m k_1 U i_3$	$20P_m N_m k_1 U i_4$	$16P_m N_m k_1 U i_5$
m 相励磁	$\sqrt{2}k_{T2}$	$2k_{T3}$	$2.61k_{T4}$	$3.24k_{T5}$
2相機との比	1	0.85	0.92	0.92

表 3-3 試作機緒元

	2相	3相	4相	5相
定格電流[A]	0.71	1.03	1.06	0.93
1相巻数	120	78	80	95
1相抵抗[Ω]	14.7	4.7	3.3	3.4
ギャップ長[μm]	50	50	50	50
ポール数	8	12	8	10
1ポール歯数	5	3・4	5	4

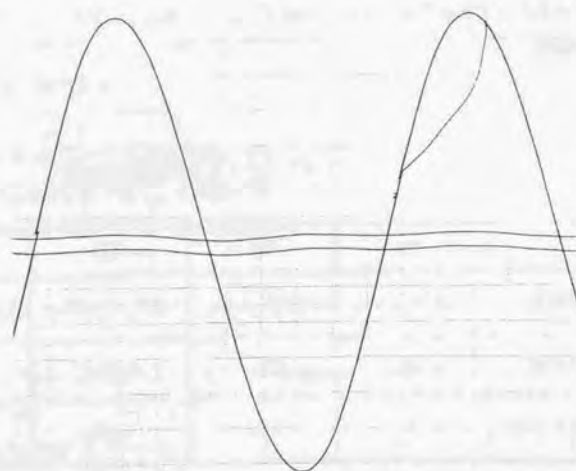


図 3-8 2相スティフネス特性測定結果

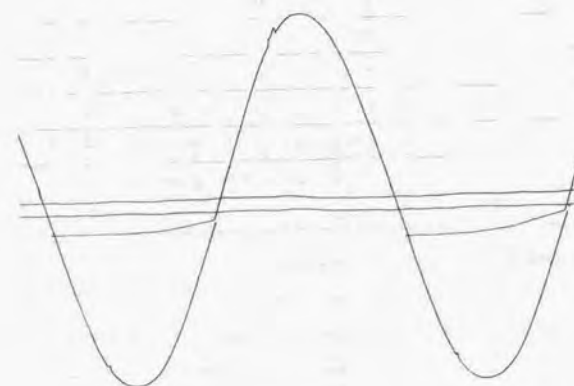


図 3-9 3相機スティフネス特性測定結果

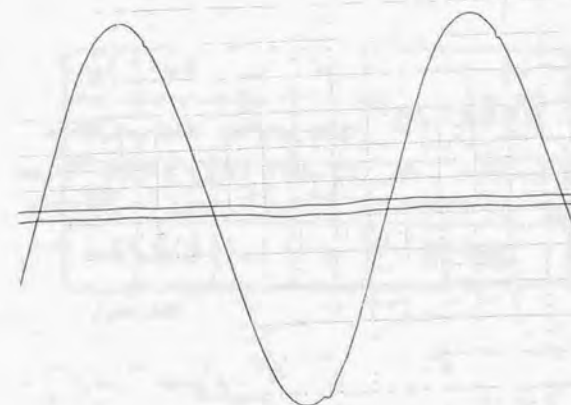


図 3-10 4相機スティフネス特性測定結果

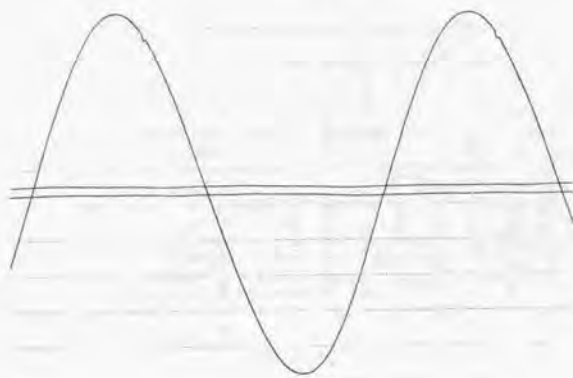


図3-11 5相機スティフネス特性測定結果

表3-4 トルク定数の実測値からの比較

	2相	3相	4相	5相
誘導起電力定数 [V/rad/sec]	1.066	0.406	0.328	0.308
ホールディングトルク [kgcm]	10.4	8.32	9.1	9.3
2相との比	1	0.8	0.88	0.89

3・3 多相ステッピングモータの動特性

3・3・1 トルクリブルの定義²⁾

PM形やハイブリッド形のように永久磁石を利用するステッピングモータは、本論文で一貫して論じているように平衡多相交流同機電動機と見なし、その基本波成分のみを考えることにすれば非突極の同期機としてモデル化することが出来る。同期機との違いは、ステップ動作を行わせるため各巻線を一定電流で励磁する点にあり、励磁巻線を切り換える毎に一步進動作を行うことである。このため1ステップ角は、相間の位相差 $\pi/2m = 360^\circ/2m$ となる。多相化は、ステップ角の微細化を目的に行われたが、前節で明らかにようにホールディングトルクの観点からは相数により得失は見られない。

違いはトルクリブルに現われ、実際の駆動では乱調・共振等が低減されることが経験的に知られている。しかし、ステッピングモータの挙動は空間高調波磁束と時間高調波磁束が複雑に絡みあって単純に考えることが出来ないため、どれだけ安定になったといった定量的に評価する方法が存在しない。本節では、定電流駆動回路により理想的な状態における定状運転状態のトルクリブルを以下のように定義することにより、特性評価の一つの尺度を提案する。

ある相を一定電流で励磁した場合、ロータ変位に対し発生するトルクは正弦波状に分布し、3相モータの各相発生トルク分布を示したものが図3-12である。理想的な定電流源で駆動した場合、同図で示されるトルクが空間に分布し、ホールディングトルク T_H が瞬時最大トルクとなる。モータの発生する最大運転トルク T_{max} は、ロータが1ステップ分移動する間に加えられる平均トルクの最大値とみなせる。ロータ位置が θ_0 の時励磁を換えた場合の平均トルクは、1ステップ角を θ_s とすることで次式となる。

$$\begin{aligned}
 T_{ave} &= \frac{1}{\theta_s} T_H \int_{\theta_0}^{\theta_0 + \theta_s} \sin n_R \theta d\theta \\
 &= \frac{2m}{\pi} T_H \sin \frac{2m}{\pi} \sin n_R \left(\theta_0 + \frac{\theta_s}{2} \right) \quad \dots \dots \dots (3-8)
 \end{aligned}$$

最大運転トルクはの時であり(3-9)式で表せる。 κ は平均トルクの利用率を示す尺度と考えることができる。

$$T_{\max} = \kappa T_H \quad \dots \dots \dots (3-9)$$

$$\kappa = 2m/\pi \sin(\pi/2m)$$

一方図3-12の T_g で示すように T_H に対しトルクの落ち込みが見られ、これがトルクのリップルになると考えられる。両者の関係は、(3-10)式で表わせ最大負荷時のトルクリップルを示す尺度として γ を導入出来る。

$$T_g = \gamma T_H \quad \dots \dots \dots (3-10)$$

$$\gamma = \cos(\pi/2m)$$

相数を変えた場合の γ と κ の値を示したものが表3-5である。

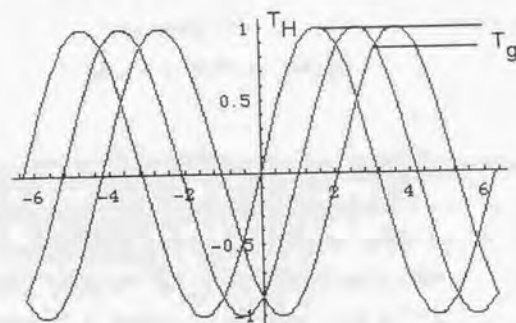


図3-12 トルクリップルの定義

表3-5 相数による γ ・ κ の値の比較

	γ	κ
2相機	0.71	0.9
3相機	0.81	0.95
4相機	0.92	0.97
5相機	0.95	0.98
6相機	0.97	0.99

相数を多くするほど κ 、 γ とも1に近づき、ステッピングモータの持つホールディングトルクまで利用可能となり、トルクの効率が高くなっていることが示されている。特にトルクリップルを示す尺度である γ の値は、2相機が0.71であるのに対し5相の0.91と比較し大きな差を持つことがわかる。この差はトルクリップルの差であり、実際の駆動では回転速度の振動の原因になるものと考えられる。また同表から、5相以上の多相化については数値的改善があまり認められず、多相化については5相が限度と見ることが出来る。

以上トルクリップル示す γ を尺度とした場合、相数を増すほど小さくなりその改善の度合は5相までが効果が大きく、これ以上相数を増やしてもいたずらに駆動回路を複雑にするだけであまり効果がないこと、また3相、4相は5相と2相の中間に位置すると結論することができる。

3・3・2 ユニバーサル駆動回路

多相ステッピングモータの駆動法としてバイファイラ巻線によるユニポーラ駆動は、巻線の利用率の点から好ましくなくバイポーラ駆動となる。また、2・4・2で示したようにユニポーラ駆動は、巻線インダクタンスに蓄積されるエネルギーの取り扱いが難しいことも多相ステッピングモータ駆動システムとしてふさわしくない理由として挙げられる。多相

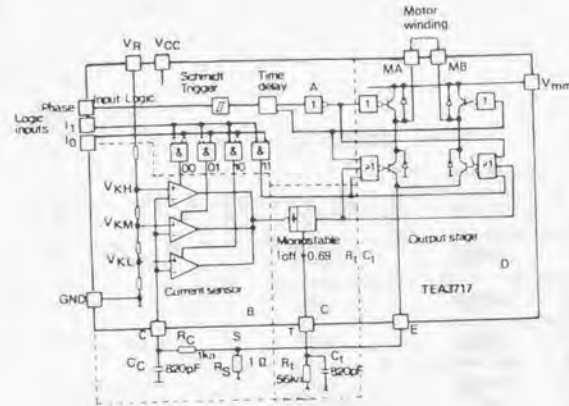


図3-13 ステッピングモータ駆動IC(TEA3718)の回路構成

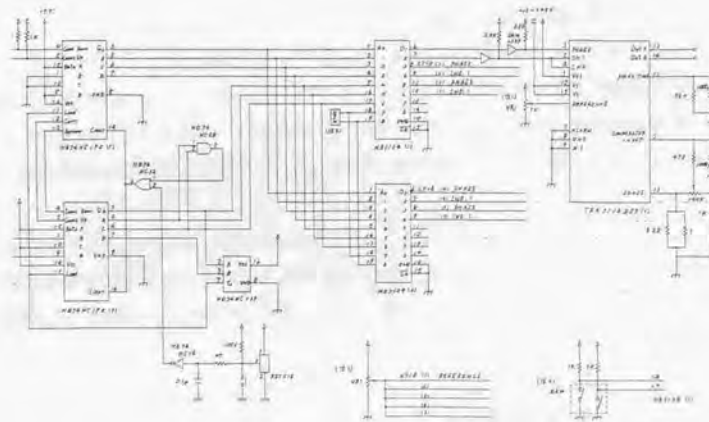


図3-14 専用ICを使用したユニバーサル駆動回路

ステッピングモータの動特性の比較を行うことを目的に、同一条件での駆動が可能となるユニバーサルドライバを試作した。ステッピングモータは、駆動回路により特性が大きく左右されるため、本章で議論する多相モータの動特性を客観的に評価する上で重要である。

バイポーラ駆動の主回路構成は、フルブリッジで構成するか、ハーフブリッジで構成するかの2通りが考えられる。フルブリッジ構成は大容量のモータを駆動する産業用としてはメリットがなく、ほとんどがハーフブリッジのインバータ構成が採られている。しかし、小容量の分野では、パワー素子4個をモノリシックIC化した専用の駆動回路が量産され、このICを相数分使用することで簡単に多相ステッピングモータの駆動回路が試作できる。

ここでは、SGS-THOMSON社製のステッピングモータ用に開発されたTEA3718により主回路を構成した⁸⁾。その機能ブロックを図3-13に示す。本ICは電流を検出し設定値によりPWMする機能がついておりこの回路で多相駆動のドライバを構成した場合、相ごとに流れる電流が一定になるように制御できる利点を持っている。

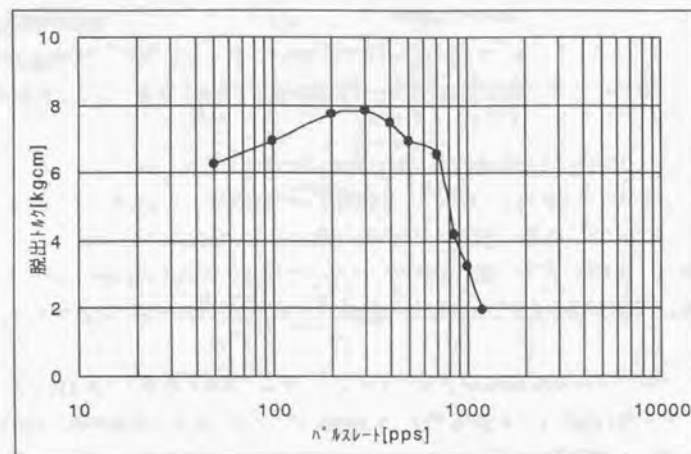
励磁シーケンスは、単純に入力パルスを2m進カウンタで係数し、そのカウンタ値に見合う励磁相をROMによりデコードするといった単純な回路を試作した。全体の回路図を図3-14に示す。この回路を作成することにより駆動条件を同一とすることが可能となり、客観的にステッピングモータの動特性を評価することが可能となった。

3・3・3 動特性の比較

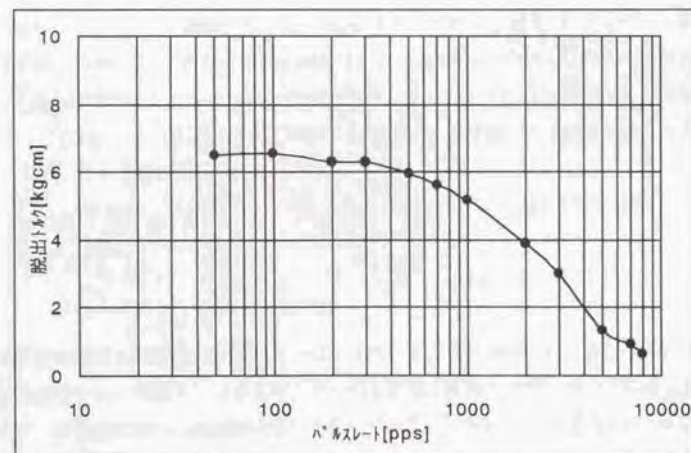
(1)パルスレート脱出トルク特性

ステッピングモータの動特性として、パルスレート脱出トルク特性と振動特性を比較する。表3-3のモータを実験に使用し測定を行った。パルスレート脱出トルク特性の測定結果を図3-15の(a)から(d)に示す。ステッピングモータの速度は、パルス速度として入力されるパルス周波数で表示されるが、相数による違いを比較するため回転速度に換算し、また脱出トルクをホールディングトルクで正規化してまとめて示したものが図3-16である。

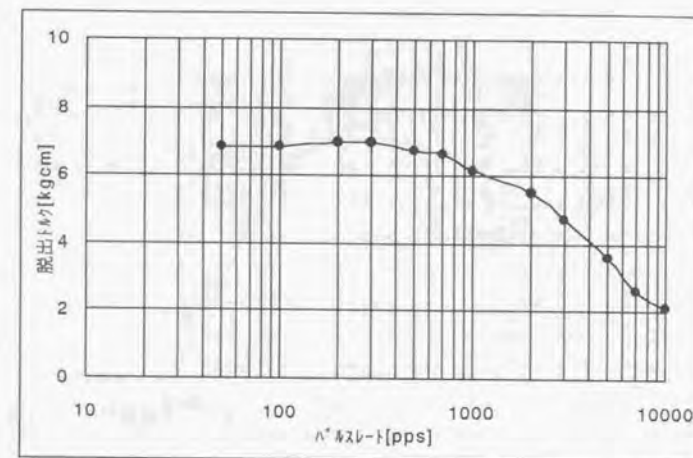
この結果から、モータの誘導起電力定数を同一とした場合、100rpm以上の電流制御がからず定電圧駆動での特性は、相数によらずほぼ同一の特性を示すことがわかる。定電流



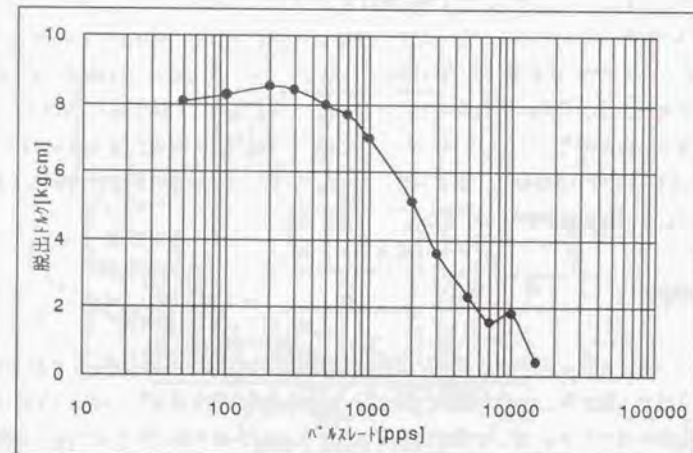
(a) 2相ステッピングモータのパルスレートトルク特性



(b) 3相ステッピングモータのパルスレートトルク特性



(c) 4相ステッピングモータのパルスレートトルク特性



(d) 5相ステッピングモータのパルスレートトルク特性

図3-15 パルスレート脱出力トルク特性測定結果

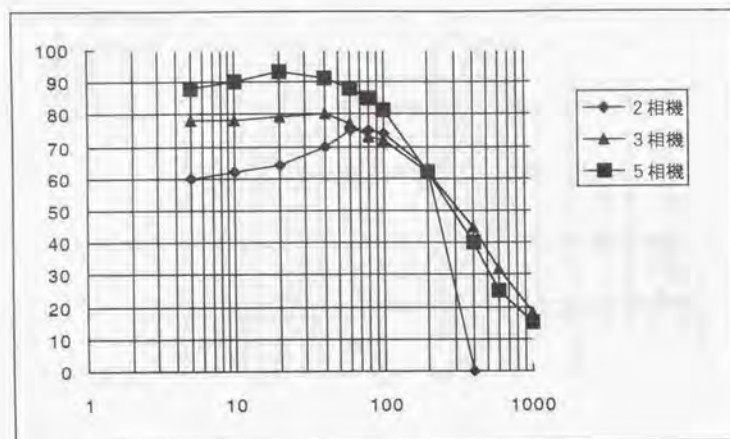


図3-16 ホールディングトルクに対する比

制御が行われている100rpm以下の低速領域で相数による顕著な特長が現われている。即ち、5相機では、ホールディングトルクに対し90%の脱出トルクが得られているのに対し、3相機では約80%、2相機では70%弱のトルクしか得られていない。低速域では、前節で論じた平均トルクが現われるのではなく、トルクリブルの谷で定義した T_g が脱出トルクとして現われると考えられる。このため、 γ は5相で0.95、3相で0.87、2相で0.71となり、図3-16の低速での実験結果とほぼ一致し、低速でのトルクが多相化により効率良く使用できることが実験からも証明できている。

(2) 振動特性

ステッピングモータは、オープンループで駆動されるためトルクリブルがそのまま回転運動となって現われ、定常回転時においても大きな速度変動を発生し(本論文では、振動という用語を使用する)、さらに特定の速度で顕著な振動(共振と呼ばれる)を発生し制御範囲を限定する。したがって、この振動の様子を比較することが、駆動システムの評価する上で重要となる。通常モータの振動は、加速度ピックアップにより測定する方法で定義され、フレームの振動として捉えられている。しかしステッピングモータでは、トルクリブルに起因して発生する速度変動を振動としてとらえることが重要であり、別途測定法

を含めて考える必要がある。

ステッピングモータの振動測定法は、正式に確立しているわけではないが、本論文で提案する方法が実用的である。即ち、図3-17に測定のブロックを示す装置で速度変動の測定を行う方法が実際の駆動特性を良く反映し、良い再現性もえられる。すなわち、回転速度検出器として使用されるDCタコジェネレータの出力からAC電圧成分を測定し、その値を速度変動としてとらえる方法である。測定は、駆動パルス周波数を段階的に上昇させ、過渡現象が収まった後の各速度におけるAC電圧成分のピーク値をホールドし、その値をレコーダに記録することにより行われる。

2相機から5相機までの振動測定結果を図3-18に示す。振動のピークが固有振動数での共振であり、この周波数を f_0 とにおいて、2相機で2倍、4倍、3相機で3倍、6倍、5相機で

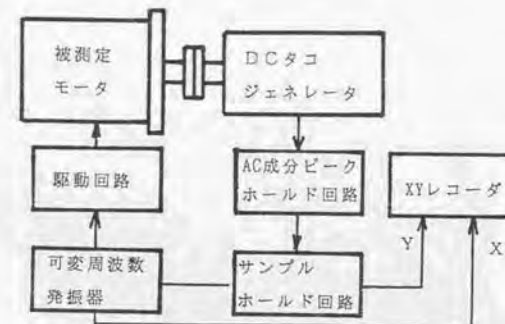
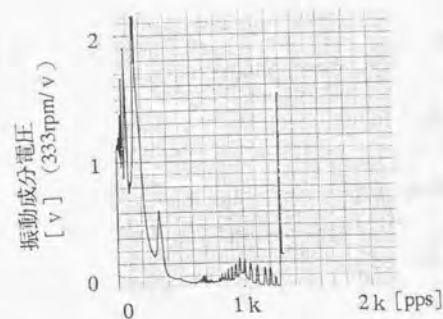


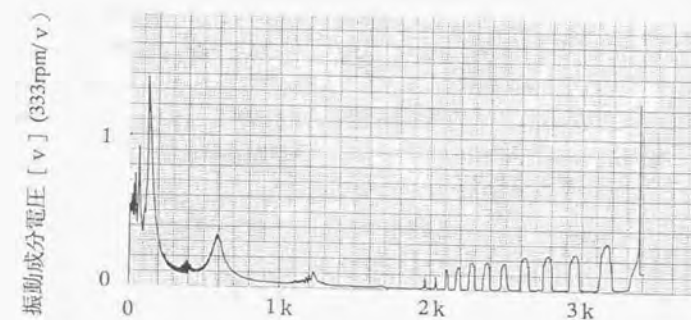
図3-17 振動特性測定ブロック



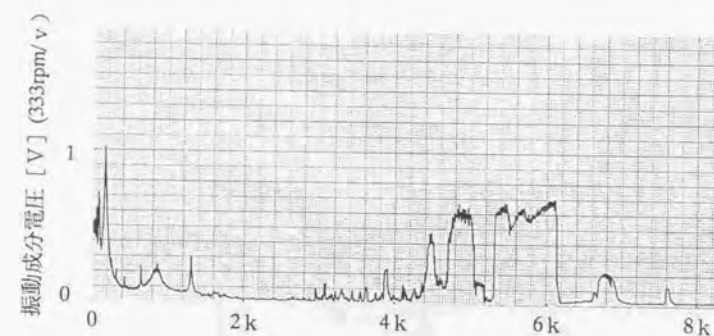
(a) 2相ステッピングモータの振動特性



(b) 3相ステッピングモータの振動特性



(c) 4相ステッピングモータの振動特性



(d) 5相ステッピングモータの振動特性

図3-18 ステッピングモータの振動特性測定結果

5倍、10倍の周波数で振動が現われ、相数の整数倍で振動が発生することが確認できる。また振動成分は、相数を増すほど小さくなり、トルクリプルが多相化により低減されていることがこの結果からも裏付けられる。ここで注意をようするのが、駆動周波数で2kpps付近で著しく振動を起し遂には脱調を起していることである。この付近の振動は中域共振として問題になる現象であり、モータの相数によらずほぼ共通して起こっていることがわかる。中速での安定性を向上することが、ステッピングモータ駆動システムとしての次の課題であると結論付けられる。最近の研究においても、3相ステッピングモータの開発を進めているグループにおいても、高速まで駆動するためには、この中速域の共振を防止するため、機械式のダンパーを使用しなければならなかったことが報告されている。

3・4 5相ステッピングモータの励磁方式による特性改善

3・4・1 スター結線と環状結線

多相ステッピングモータを効率良く駆動するインバータ主回路は、図3-19に示すよう1相を2個のスイッチング素子で構成するハーフブリッジ方式である。この際、モータは一般交流機のようにスターないしデルタ(多相機では環状)に結線される。正弦波駆動が前提の交流機では、結線の違いは定格電圧・電流が違っただけであり、結線による特性差は検討されていない。しかし、ステッピングモータの場合方形波駆動であることから理解できるように、結線による違いを確認することが重要である。特に5相機は環状結線として2通りの結線方式が考えられその得失を明確にすることは、最適な駆動システムを構成する上で意義がある。

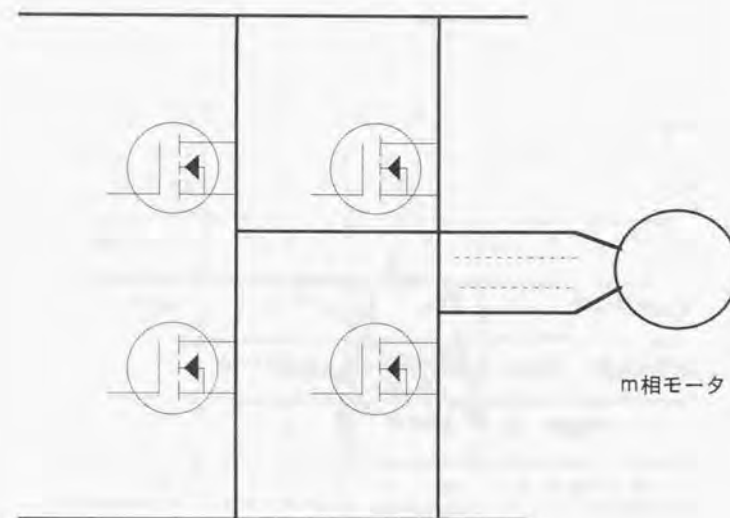


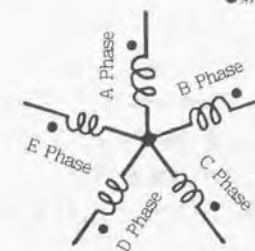
図3-19 多相モータ駆動用インバータ主回路

5相ステッピングモータをハーフブリッジインバータで駆動するためには、五相平衡交流電圧を誘起出来る結線であればよい。スター結線はその巻線図を図3-20aに示すよう、各巻線間の位相差が $2\pi/5$ になるように結線されればよい。環状結線は、2通りの結線法がある。1つは同図bに示すように三相交流機同様、スター結線の中性点をそれぞれ $3\pi/10$ づつ回転させてペンタゴン形状を構成する方法であり、他方各巻線を $\pi/10$ づつ回転させて図cに示すよう星形を構成しその内側にできるペンタゴン形状で五相を平衡させる結線方法である。以降スター結線をSD、図bの結線をPD1、図cの結線をPD2と略称する。

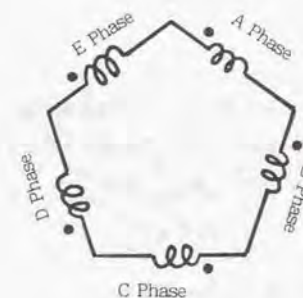
これら結線の得失を本節で検討するが、比較のためモータ誘導起電力をインバータ出力側から見えて一致する巻線条件とする。このことは、定電流制御が行われている領域において結線方式によらず等しいトルクを発生出来る条件であることを意味している。

表3-6 電気諸量

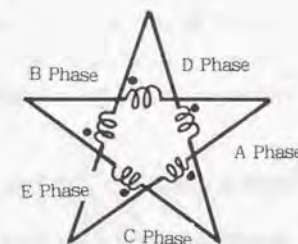
	S B	N P	P D
巻数	n 52	n 52	2n 104
抵抗 Ω	R 1.36	R 1.36	4R 5.58
インダクタンス mH	L 2.57	L 2.57	4L 10.98
電氣的時定数	L/R	L/R	L/R
起電圧定数 V/rpm	ke 0.0144	ke 0.0144	ke 0.0311
インバータ電流 A	2I	4I	I
コンバータ電流 A	4I	4I	4I



(a) スター結線(SD)



(b) 環状結線(PD1)



(c) 環状結線(PD2)

図3-20 5相ステッピングモータの結線

3・4・2で明らかにするように、SD、PD1結線は、二巻線が直列に接続されインバータに接続されるのに対し、PD2では一巻線のみ接続となる。したがってインバータ出力から見て同一の条件とするためには、前者一相巻線回数を n とした場合、後者は $2n$ の巻回数で同一の誘導起電力を発生する。このとき銅量を一定とすると、電気的諸量は、表3-6の関係となる。数値例は、供試機として使用したものを実測した結果である。

この条件によれば、これら三者でステッピングモータとしての定格上で差は見られないことになる。

3・4・2 結線と励磁シーケンス

1相のトルク定数を k_t とおくと i 相の発生トルクは励磁電流を i として次式で表現できる。本項において、結線の違いによる励磁シーケンスと発生トルクを比較する。

$$T_i = k_t i_i \sin \theta \quad \dots \dots \dots (3-11)$$

始めに図3-21に示すスター結線の場合の励磁シーケンスを求める。状態1としてQ1,4,6,9をonした場合、巻線には1,5相が+に2,3相が-に励磁されその合成としてトルクベクトル図3-22に示すトルクを発生する。この励磁を、状態1と呼ぶ。次にQ1,6,8,9をonすることにより2相巻線から3相巻線に励磁が移り、合成トルクベクトルが $\pi/10$ 進み状態2となり1歩進する。この操作を順次繰り返すことで4相励磁方式となり、その励磁シーケンスを図3-23に示す。インバータリンク電圧が一定 V であれば、1相の抵抗を r として各相電流 $i = V/2r = I/2$ となることから4相励磁のトルクは次式となる。

$$T = \sum T_i = \frac{3.08K_T I}{2} \sin \theta \quad \dots \dots \dots (3-12)$$

ステッピングモータでは、励磁相数を変化させステップ角を $1/2$ にするハーフステップ駆動が重要な駆動法である。この結線方式の場合、状態1から状態2に移る中間状態として5相、ないし3相励磁状態を作ることにより実現できる。ここでは、状態2としてQ_{1,4,6,8,9}をonすることにより3相巻線も励磁され5相励磁となる。この場合のトルクは、インバータ+側では2相が励磁されることより $1/2$ で励磁、インバータ-側では3相が $1/3$ で励磁されることから次式となる。

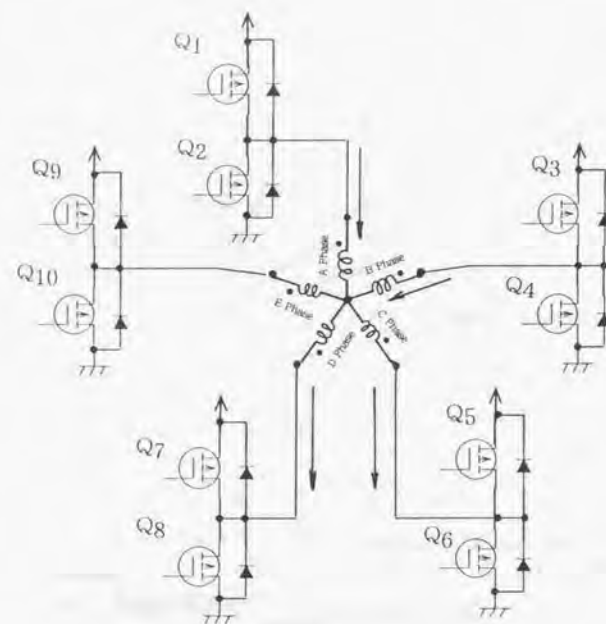


図3-21 スター結線の電流路

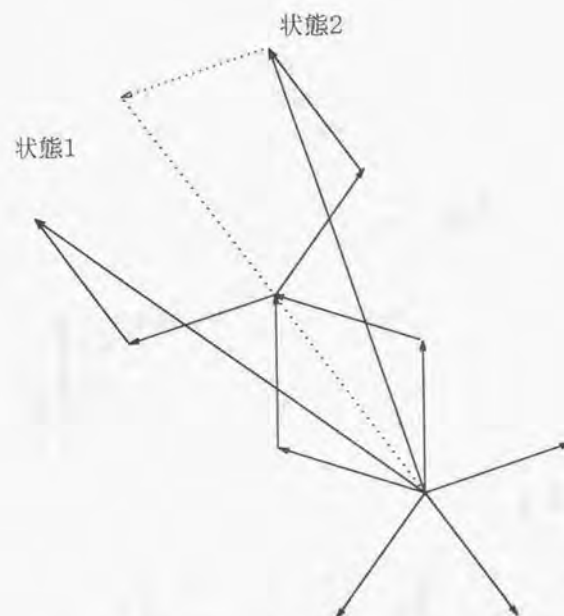


図3-22 トルクベクトル図

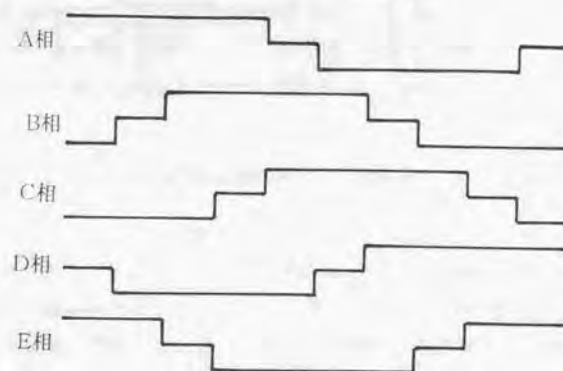


図3-23 スター結線の励磁シーケンス(4相励磁方式)

$$T = \sum T_i = \frac{8.0899 K_T I}{6} \sin(\theta + \pi/10) \quad \dots \dots \dots (3-13)$$

トルクベクトルは両式の位相差に着目することにより、状態1と状態2の中間に位置し、1歩進が $\pi/10$ とステップ角が半分になることがわかる。この動作を順次繰り返すことでハーフステップ駆動が行える。

図3-24によりPD1結線の場合の励磁方式を考える。4相を励磁するためには、 $Q_{4,7,9}$ をonすることにより、4相が同電位となつて励磁されず、1相5相が+に2相3相が-に励磁される。PD1結線においては、したがって4相励磁方式を行うため3アームで駆動されることになる。この時各相に流れる電流はSDの場合と同じく $I/2$ となり、状態1のトルクベクトルを発生する。状態2の励磁にするためには、 $Q_{4,8,9}$ をonすればよく、PD1の4相励磁方式の励磁シーケンスは図3-25となる。

状態2のトルクベクトルを発生させ、ハーフステップ駆動を5相励磁により行う。 Q_7 をoffし $Q_{4,9}$ の2アームのみをonすることで、 Q_9 から5相+、1相+に励磁するループと、4相-、3相-、2相-に励磁するループが出来上がり、5相励磁となる。したがって、5相、1相は $I/2$ で、残りの3相は $I/3$ で励磁されるため、SDと同じトルクを発生することがわかる。

PD2結線は、特殊な励磁方式となる。4相励磁を行い状態1のトルクベクトルを発生させるためには、図3-26において $Q_{1,4,6,7,9}$ をonし各相を2アームで制御することになる。4相は両端が $Q_{1,7}$ に接続され同電位となり励磁されず、4相励磁となり5アーム全てをスイッチングすることになる。このため、状態2への移行のためには Q_7 をoffし Q_8 をonし $Q_{1,4,6,8,9}$ の状態を作る必要があり、図3-27の励磁シーケンスに示すように上下アームのスイッチングを伴うため短絡防止の休止区間を設ける必要がある。したがって簡単な駆動を要求するステッピングモータの駆動法としては適さない。

実用的な励磁方式を実現する結線としては、スター結線とペンタゴン1の結線であると結論づけられる。

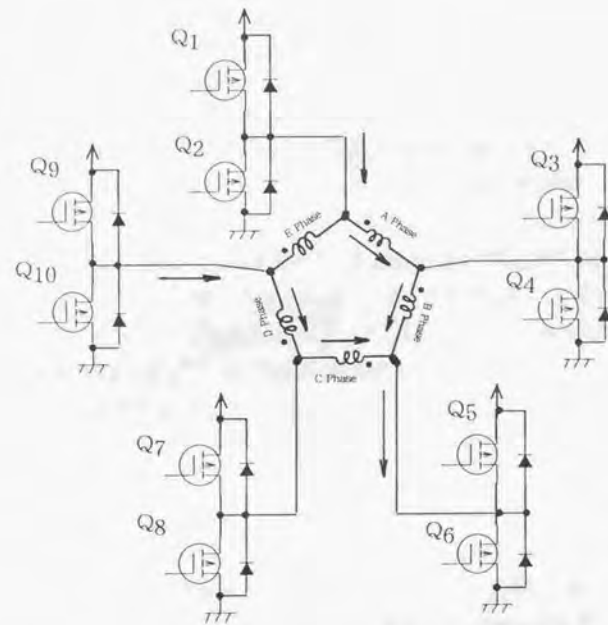


図3-24 PD1 結線の電流路

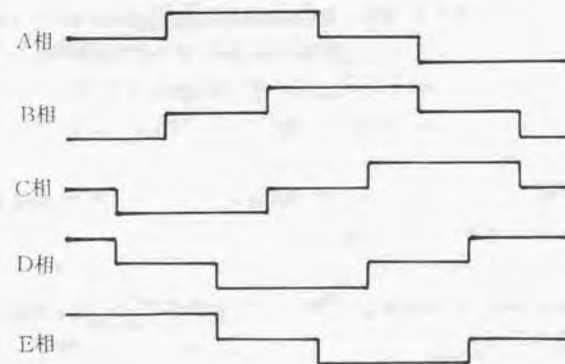


図3-25 PD1 結線の励磁シーケンス

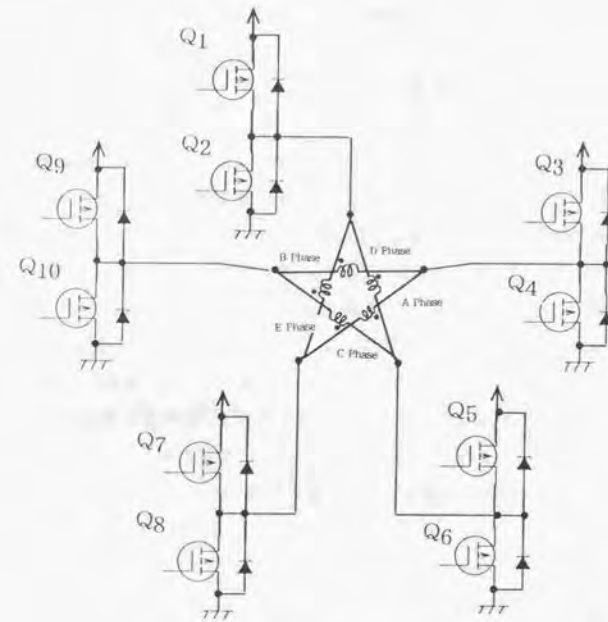


図3-26 PD2 結線の電流路

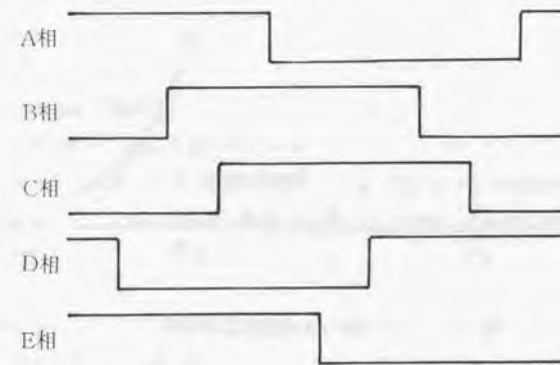


図3-27 PD1 結線の励磁シーケンス

3・5・3 結線の違いが特性に及ぼす影響の実験的検討⁷⁾

(1)パルスレートトルク特性からの比較

始めに、スター結線とペンタゴン結線でパルスレートトルク特性からの比較を行うことで定常状態での発生トルクを比較する。SDとPD1は同一の巻線条件となることから、PD1とPD2で特性の比較を行えば十分である。測定に使用したドライバは、いずれの結線方式でも駆動でき、またインバータに流れ込む電流を一定にするようにその前段に電流制御用チョッパ回路を構成したものを使用した。駆動回路に24V定電圧を印加してトルク特性を測定した結果を図3-28に示す。測定に際しては、高速での発生トルクも測定できるよう、機械式のダンパを装着して測定を行った。またハーフステップの場合を測定した結果のみを示すが、フルステップにしても周波数が1/2になるだけでほぼ同様の特性になると考えて良い。

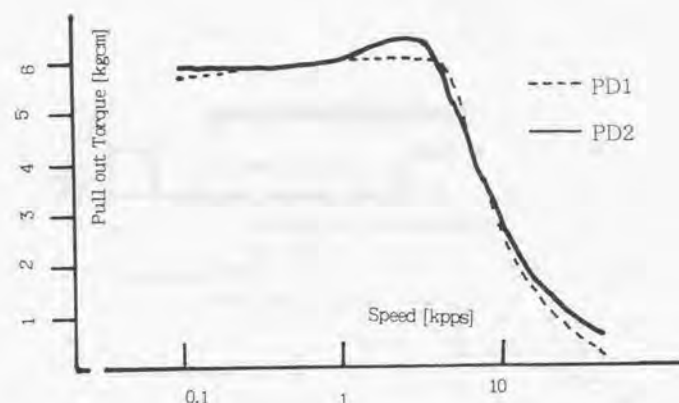


図3-28 パルスレート脱出トルク特性

両者とも駆動パルスレートで3kppsまでは電流制御がかかった定トルク特性を示し、それ以上では24V定電圧駆動となり、マクロ的に特性上の差は見られない。これは、この周波数（サーボ系のカットオフ周波数と同様に考えることができ以降 f_0 と呼ぶ。）が印加電圧 V と、誘導起電力 $E = f_0 \cdot k_e / 20/n$ 、および巻線抵抗 R 、インダクタンス L によって定電流制御の限界周波数を与える、(3-15)式の条件から決定されることを原因とする。ここでの抵抗、インダクタンスは、インバータ出力から見ている。すなわち、3・5・2で述べたように巻線定数を同一にすることで定電流制御周波数範囲も同一とすることが出来る。誘導起電力は位相差を考慮する必要があるが、最大トルクを発生する位相差は同一となることから、ここではスカラー量として単純に取り扱っている。

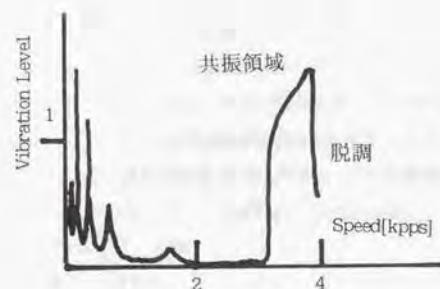
$$i = \frac{(V-E)}{\sqrt{R^2 + (L2\pi f_0/20)^2}} \quad \dots \dots (3-15)$$

PD2において2kpps付近でトルクにピークを発生しているが、これはチョッパ側の電流制御系の問題と考えられ、特に両者に差はない。本質的な差は高速域で発生し、30kppsにおいてPD1では0.5kgcmなのに対しPD2では1.0kgcmと2倍のトルクを発生している。しかし、高速域でのミクロ的なトルクを議論する以外この差が問題になるとは考えにくく、脱出トルク特性からは結線により特性差は発生しないと結論する。

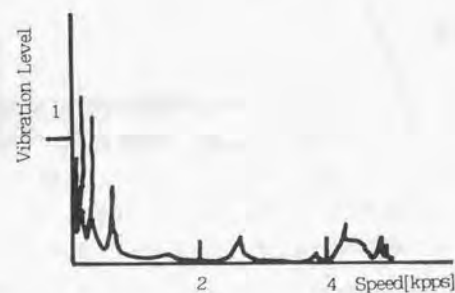
(2) 振動特性からの比較

図3-29(a)(b)(c)に各結線方式によりハーフステップ駆動における、振動成分電圧の測定結果を示す。この結果から、SD、PD2は3-4kppsの速度において共振状態を起こし、ついには4kppsで脱調を起こしていることがわかる。したがって、実用上これ以上の速度では回転出来ず何らかの防振対策を必要とする。これに対しPD1は、測定前領域で取り立てて顕著な共振を発生せず、脱調を引き起こすような共振モードを持たないことが判る。この測定結果より、中速域での安定性の面から、PD1結線が本質的に優れた特性を持っていると結論付けることができる。

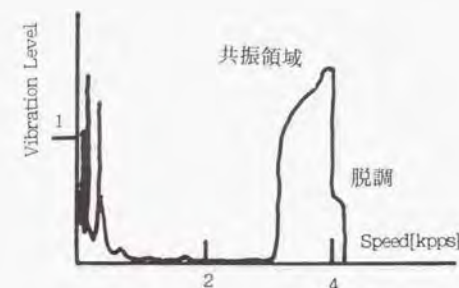
一般にステッピングモータの振動発生原因は、トルクリプルによる強制加振力の周波数がシステムの何らかの周波数と一致することによるとされる。またその振動は、なんらかの制動力により制振され、同期機では誘導起電力が制動力となって働くことが知られている。ステッピングモータでも、低速駆動時には多相励磁をすることにより大きな制動力を



(a)スター結線振動特性



(b)PD1 結線振動特性



(c)PD2 結線振動特性

図3-29 結線の違いによる振動特性の比較

得られことが知られている。しかし、中速域では誘導起電力が印加電圧より大きくなることもあって、安定性の面ではほとんどモータの相数で違いのないことを、3・3・3ですでに示した。

結線による違いをミクロ的に見れば、高速時における相電流波形が2相、3相ステッピングモータの駆動と同様SD、PD2が三角波状になるのに対し、PD1のみが台形波の山が二つ出来た波形になり、この相違が結果として、振動抑制に働いているのではないかと考えられる。以降この観点から定性的に電流波形が特性に与える影響について議論する。

現実の励磁電流波形は、誘起起電圧との位相により大きく依存するため、ロータを除いた場合と、実際に回転させた場合とを比較することで違いを検討する。図3-30、3-31に、相電流波形とインバータ出力電流波形を各結線について示す。図(a)は、ロータをはずしステータのみで測定し、結果として巻線インダクタンスのみの影響を考慮した。図(b)は、モータとして回転させた場合の結果であり、誘起起電圧の影響が重ね合わさって現われている。

SDは相電流波形が三角波状に流れているのに対し、PD1では台形波の平坦部が落ち込んだ波形となっていることが判る。この落ち込みは、ロータ有り無しにかかわらず見られ、PD1駆動方式特有の波形と考えると良い。すなわち、PD1結線では相電流は、インバータ2アームから2区間ずつ電流が供給される。図3-31A点に示されるごとく供給アームのきりかえによるインダクタンスの逆起電圧により、素子がON出来ない区間が存在し、これが電流の落ち込みとなって表れている。さらに実運転ではロータの誘起起電圧が重なる為、B点のごとくそれによる回生が起り、さらに電流の落ち込みが増長される波形となっている。この回生電流は、当然主回路素子のフライホイールダイオードを通るため、高速になるに従い素子の損失が大きくなる。

さらに高速駆動においては、フルステップ駆動を行っても相電流は休止区間なしに流れ、ハーフステップ駆動と同様になることがこの結果から理解できる。したがって、定電圧駆動となる高速域においては、フル・ハーフステップ駆動でのトルク差がなくなり、両者を実回転速度で比較した場合、ハルスレートトルク特性にも差が現れないことが説明される。

電流の特徴が特性に及ぼす影響は、以下のように考察出来る。周知のごとくトルクは、誘導起電力と電機子電流のベクトル積の総和として求められ、両者が正弦波の場合、発生トルクは位相角 δ の正弦に比例する。外乱トルクがかかった場合 δ を大きくし、それに対応するトルクを発生、その最大値 $\delta = \pi/2$ が脱出トルクを与える点となる。また制動力も、定性的にこの δ の傾きにより発生していると説明出来る。軽負荷時はこの傾きが急で大きな制動力を発生するが、 δ が $\pi/2$ に近づくに従い制動力は小さくなり系が不安定になることが予想出来る。

SD駆動などの電流が三角波状の場合、 $\pi/2$ の傾きはみかけ上大きくなるが誘起起電圧との関係から δ の変動により電流が図3-30のごとく振動的に振る舞い、これが振動発生の原因になる。共振状態の位相角と速度変動の様子を測定した結果が図3-31である。同図から、位相差の振幅と速度変動の振幅が一致し、その位相差が $\pi/2$ あることが判り、この振幅が更に増大することにより、安定点を越えて脱調を起こすことが説明できる。

一方、PD1の駆動では、電流波形にディップが存在することより中速回転でも位相角とトルクの傾きが大きく、ダンピングが大きくなるように働き、中域において大きな制動力

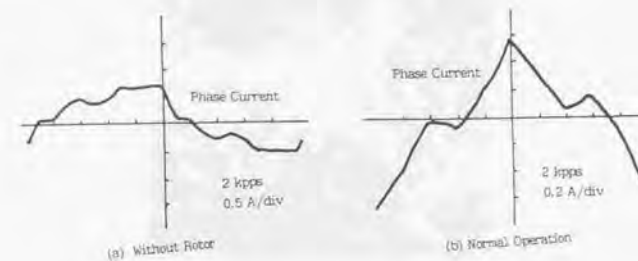


図3-30 スター結線の相電流波形測定結果

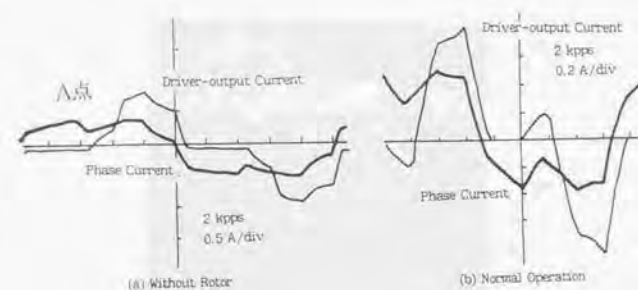


図3-31 PD1結線の相電流波形測定結果

を発生し振動を防止していると考えられる。図3-32に、SD駆動と同一の速度で駆動した場合の角変位と電流波形を示す。この結果からも、PD1では、中速域での共振が起こらないことがわかり、安定な駆動法となっていると結論できる。

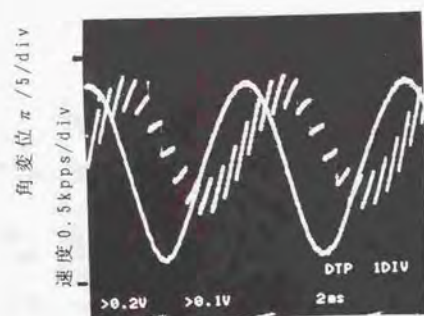


図3-32 共振時位相角と速度(スター結線)

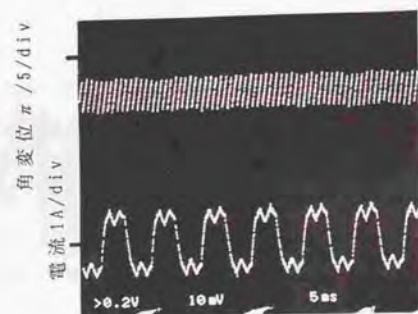


図3-33 同一パルスレートにおける位相角と1相励磁電流(PD1結線)

3・5 結言

本章においてステッピングモータ駆動システムを高性能化する有効な手段として、多相ステッピングモータ駆動システムについて論じた。本章で得られた結論は以下のようにまとめることができる。

1. 第2章で論じたギャップパーミアンスによる方法を拡張して導き、多相ステッピングモータの発生トルクを理論的に明らかにした。この結果、相数によらずホールディングトルクはほぼ同一であり、この結果は実験によっても確認された。
2. 多相ステッピングモータの得失をトルクの点から比較する尺度として平均トルクの比 k とトルクリプル γ を導入した。さらに、ステッピングモータ自信の特性を明らかにするため、各相電流制御による汎用の駆動回路を提案し、駆動回路の影響を受けない特性測定を提案した。
3. 多相ステッピングモータの特性を比較した結果、低速域での脱出トルクに大きな違いがあることが明らかにできた。即ち2相ではホールディングトルクの約70%しか得られないのに対し、5相では90%が得られ、低速大トルクの特長が多相化することによりさらに生かせることが判った。この値は、比較の尺度として導入した γ ともほぼ一致し、本節で提案した尺度によりステッピングモータの比較が行えることが判った。この事実は従来ステッピングモータ駆動システムの特性として見過ごされていたものであり、筆者により始めて明らかにされた。
4. 振動特性は、固有振動数での振動が相数を増すに従い低減されること、また高調波による振動は相数の偶数倍で発生することを明らかにできた。しかし、中速域では相数の違いによらず共振を発生して脱調する現象が確認された。より速度範囲を広げる際の問題となることを示せた。
5. 5相ステッピングモータの5相ハーフブリッジインバータ駆動のための、駆動法を比較した。この結果、環状結線を行うことで、前項で問題となった中域共振域が存在しないことが、実験から明らかになった。最高応答周波数付近では他の結線と比較しトルクが減少するものの、低速から中高速域までは安定に駆動できる駆動法と結論した。

本章の結論により、ステッピングモータの多相化が始めて客観的に評価された。すなわち、多相化による効果は、トルクリプルに現われ低速での脱出トルクや振動が低減されることなどに現われることがわかった。この効果は、相数を増すほど効果的で、5相が最も良い特性を示した。3相、4相はその中間の特性となるも示せた。ステッピングモータ駆動システムとしての問題が、中速域での共振にあることが、本章で始めて明らかにされ、5相ペンタゴン結線によるハーフブリッジインバータ駆動により、中域共振が防止できることが実験から示された。低速から高速まで、広範囲な制御性を持つステッピングモータ駆動システムが可能になったと結論する。

本章の研究結果により、多相ステッピングモータの得失が明確になり、従来2相機で問題となっていた分野にもステッピングモータが使用可能であることが証明され、用途の拡大に貢献することができた。特に5相ステッピングモータは、低速での駆動トルクが大きく、ペンタゴン結線を行うことで中速域での不安定性を起こしにくく安定した駆動が実現出来るため、半導体製造装置でのウエハの搬送や、コピー機の拡大縮小のスキャナー駆動用アクチュエータは、大半が本章で提案した5相ステッピングモータ駆動システムが利用されているほどである。

参考文献

- 1.)海老原、岩佐「ステッピングモータ活用技術」工業調査会(1984年7月)
- 2.)百目鬼:「五相ステッピングモータとその特性」電気学会全国大会シンポジウム
S.10-3 1988
- 3.)大西、坂本:「3相HBステッピングモータの開発」電気学会産業応用全国大会
No.82 1996
- 4.)百目鬼:「多相ステッピングモータの特性比較(第2報)」電気学会回転機研究会資料
RM-93-22 1993
- 5.)百目鬼:「ステッピングモータの使い方」工業調査会(1993年6月)
6. H.Satomi, H.Dohmeki "Driving circuit for a five-phase stepping motor" USP
No.4956595, 1990
7. H.Dohmeki "New pentagon drive method for 5-phase step motors"
21st Incremental Motion control systems and devices 1992
8. Industrial and Computer Peripheral ICs Data Book 2nd Edition p738
SGS-THOMSON

第4章

5相ステッピングモータのマイクロステップ駆動法

● 小目次

4・1 緒言	141
4・2 マイクロステップ駆動の現状と問題点	142
4・2・1 マイクロステップ駆動法	142
4・2・2 トルクリプルに起因する制御誤差	145
4・3 5相モータのマイクロステップ駆動法の開発	153
4・3・1 正弦波マイクロステップ駆動	153
4・3・2 台形波マイクロステップ駆動	157
4・3・3 電圧PWM指示形マイクロステップ 駆動法の開発	162
4・4 結言	172
本章の参考文献	174

第4章 5相ステッピングモータの マイクロステップ駆動法

4-1 緒言

制御技術の進歩により、サーボモータの性能改善が急速に進みとりわけACサーボ系モータが産業界で主流を占めるまでに至っている。ステッピングモータも、メンテナンスフリーで簡単に位置決め制御を行えるということから、簡易サーボとして広く業界で利用され、従来の短い距離のインデックス主体の駆動から、サーボモータ同様の低速から高速回転まで回転性能を要求されるようになってきている。ここで、問題としてクローズアップされてくるのが2・4節で論じた低速駆動時の振動である¹⁾。

振動特性を改善するためには、多相化するか、電流波形を制御するか、最終的にはACサーボモータ同様クローズドループを構成する必要がある。第3章で論じたごとく、多相化により低速域での振動の低減、高速域までの安定性向上など大きな効果が得られる²⁾。しかし相数を増しても、フルステップハーフステップ等の矩形波電流駆動では、低速時の歩進動作の重ね合わせで回転するため、系の固有振動との共振を原因とする振動騒音を避けることができない問題がある。

パワーエレクトロニクスの進歩は、電流制御を容易にし正弦波電流駆動をローコストで実現できるようにした。このため、ステッピングモータの高分解能を目的としたマイクロステップ駆動も十分実用になるようになってきている³⁾。しかし、多相ステッピングモータについてマイクロステップ駆動を適応する研究は、筆者を除いてほとんど行われていない。2相ステッピングモータでもマイクロステップ駆動することにより多相モータの特性と遜色ないものであるという意見さえある現状である⁴⁾。本章において、マイクロステップ駆動の特性を論じることにより、5相ステッピングモータをマイクロステップ駆動することによって、超低速から高速まで安定に駆動できるステッピングモータ駆動システムが実現できることを示す⁴⁾。

始めに、2相ステッピングモータのマイクロステップ駆動特性を検討することで、本駆動法の問題点を明らかにする。すなわち、2相モータでは、高調波成分がすべてトルクリプルとなり、振動を発生させ制御特性を悪化させていることを理論・実験から示す。この結果

から2相ステップモータが、制御誤差に対し敏感な駆動系であることを明らかにする。

高調波成分の影響を受けにくい5相ステップモータについてマイクロステップ駆動を行うことにより、2相で見られた問題が改善されることを示す。さらに一般に本駆動法はトルクリブルの低減が目的とされるため、正弦波電流により行われるが、合成トルクがステップモータ本来の駆動法と比較し減少する欠点が指摘される。その改善法として、台形波電流による駆動法を提案し、従来の駆動と遜色ない脱出トルク特性を示すマイクロステップ駆動法が提案される。

4・2 2相マイクロステップ駆動の現状と問題点⁴⁾

4・2・1 マイクロステップ駆動法

電流を一定とする従来の駆動で1ステップ角は、回転子歯数と相数により一義的に決定される。さらに1ステップ角を電氣的に細分化するため、励磁電流を細分化したのがマイクロステップ駆動法であり、その電流制御法として次の方法が考えられる。

- (1)直線的に可変し、電流波形を三角波状に制御
- (2)正弦波状に可変し、二相交流となるように制御

図4-1に示すトルクベクトル図上に両駆動法の最大トルク軌跡を示すように、位置決め時両者に差は現れない。駆動時に前者がトルク変動を発生するため、(2)の正弦波電流駆動が原理的に優れ、実用上もほとんどこの駆動が行われている。

正弦波駆動の場合、連続系として制御電流は(4-1)式となる。基本波に対する発生トルクは、(2-24)式より二相同期機同様(4-2)式となっており、変位に対しトルクリブルを発生しない。

$$i_{\alpha} = I \sin \omega t \quad \dots \dots \dots (4-1)$$

$$i_{\beta} = I \cos \omega t$$

$$T_{elec} = I \Phi_m \cos(\omega t - \theta) \quad \dots \dots \dots (4-2)$$



図4-1 2相ステップモータのトルクベクトル図

一周期 ωt の分割数によってステップ角が細分され、二相機では4ステップで一周期となることから、たとえば4n分割した場合1ステップ角はフルステップと比較し $1/n$ に細分される。また、本駆動の最大トルクは $1\Phi_m$ となり、一相励磁のホールディングトルクと等しくなる。したがって、二相励磁で $\sqrt{2}$ 倍となるフルステップ駆動より、ホールディングトルクは低下する。

電流制御波形から見て、従来のフルステップ駆動は、180度通電矩形波駆動、ハーフステップ駆動が120度通電矩形波駆動、マイクロステップ駆動は正弦波駆動となる。したがって本駆動法により時間高調波によるトルクリブルを発生せず、なめらかな運転が可能となっており、可変速範囲の拡大が期待出来る。

マイクロステップ駆動では、電流制御精度がそのまま特性結果となり、一般交流機におけるPWMインバータによる電流制御では、デッドタイムによる電流ゼロクロス歪や、スイッチングに起因する電流リプルが駆動特性に影響を与える。さらに2相機のインバータ主回路は、一般にフルブリッジで構成されるため主回路素子が8個必要となり、制御電流検出のための絶縁を必要とするなど、大容量化に対して問題を持っている。

本論文では2相ステッピングモータに特有なバイファイラ巻線を利用し、ユニポーラPWM駆動、デッドタイム500nsec、キャリア周波数33kHz三角波比較電流制御駆動回路を使用した。回路ブロックを図4-2に示す。ユニポーラ駆動では、電流検出が絶縁無しに行え、しかも原理的に短絡の危険が無いためデッドタイム0を実現できる利点がある。制御電流指令は1chipマイコンで発生させ、一周期の分割数 n は任意に設定できるように設計されている。制御電流波形を図4-4に示す。この結果から、電流ゼロクロス歪がまったく見られず、ほぼ理想的な電流波形を実現できていることが確認できる。

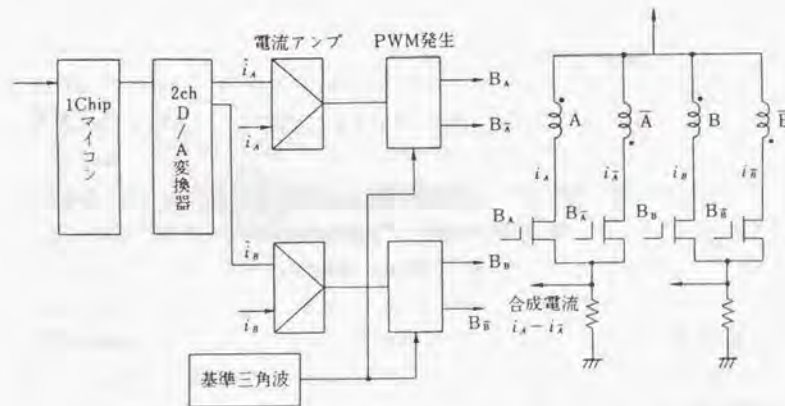


図4-2 ユニポーラ駆動マイクロステップ制御ブロック図

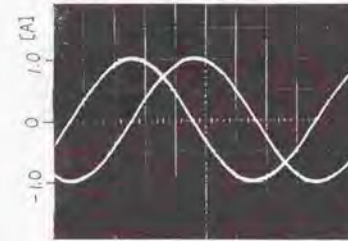


図4-3 制御電流波形の実測結果

4・2・2 トルクリプルに起因する制御誤差

試作マイクロステップドライバにより、表4-1に示す仕様のステッピングモータを印加電圧24Vで駆動した。脱出トルク特性はフルステップ換算で1kppsまで一定値を示した。以降、トルクリプルに起因する制御誤差の影響を、位置決め時の静止角度誤差および振動の面から検討する。なお、実験では1ステップの分割数を $n=4$ で行った。

(1) 静止角度誤差

本駆動法は、ステップ角の微細化を目的とし、その角度誤差が問題となる。ここでは、回転子の理論上の位置と実際の位置との差を誤差とする静止角度精度を検討する。誤差の測定に際し、検出器としてハイデンハイン社製10万パルス/revのインクリメンタルエンコーダを使用し、測定において軸ずれの影響を極力少なくするよう配慮した。

供試機Aについて静止角度精度測定結果の電気角2周期分を図4-4に示す。フルステップ駆動で約 ± 3 分の基本波周期で変動する角度誤差を発生し、通常仕様で示される $\pm 5\%$ 以下の精度範囲に収まっている。ここで見られる誤差は、供試機の機械的精度などを原因に

表4-1 供試機モータ諸元

構造	A機	B機
ホールディングトルク (Nm)	0.61	0.86
ディテントトルク (Nm)	0.018	0.02
定格電流 (A)	1.2	1.2
Φ_m (Wb)	0.34	0.55
nr	50	50
J (kgm ²)	0.135×10^{-4}	0.150×10^{-4}
R (Ω)	5	5
L (mH)	4.5	5
k3	0.12	0.01
k5	0.02	0

して発生している。これに対し、マイクロステップ駆動を行い同様の測定を行った結果は、フルステップ駆動と比較し ± 8 分と約2.5倍以上悪化した。また基本波周期に対し4倍の周期を持って誤差が変動し、この誤差の包絡線は基本波周期で変動し、その振幅はフルステップの角度誤差とほぼ等しくなっている。この4倍周期で現われる誤差は、電流を正弦波状に制御することによって発生する、マイクロステップ駆動特有の特性と考えられる。すなわち本駆動法は、界磁磁束正弦波分布を前提としているが、現実には誘導子の影響で多数の高調波成分を持ち、第2章で論じたようにスティフネス特性を歪せる原因ともなる。

空間高調波磁束として5次成分迄考慮した発生トルクは、(2-7)式に(4-1)式を代入して次式となる。

$$T_{elec} = \Phi_m I \{ \cos(\theta - \omega t) + k_3 \cos(3\theta - \omega t) + k_5 \cos(5\theta - \omega t) \} \quad \dots \dots \dots (4-3)$$

基本波成分をゼロとする ωt は、 $\omega t = -\theta + \pi/2$ であり、(4-3)式に代入して(4-4)式が

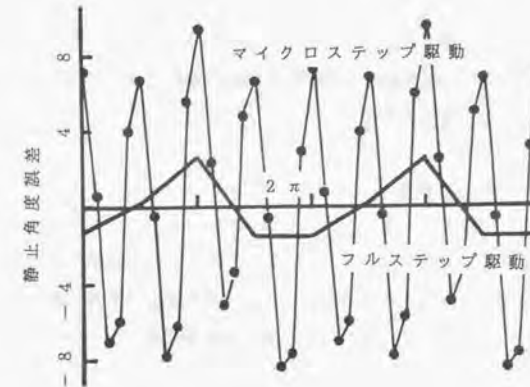


図4-4 静止角度精度測定結果(供試機A)

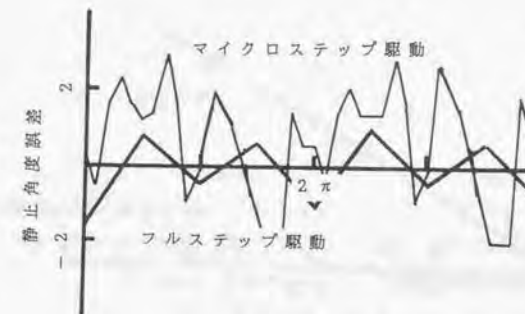


図4-5 静止角度精度測定結果(供試機B)

5次高調波磁束を考慮した場合の理想位置決め点におけるトルク式である。

$$T_{ave} = \Phi_m I (k_3 - k_5) \sin \theta \quad \dots \dots (4-4)$$

3次、5次調波成分から4倍周期を持つトルクリブルを発生し、この原因により図4-5に示した位置誤差を発生すると考えられる。

供試機Bはバーニアスロット構造とし、2-3節で提案した設計法によるものであり、最大の三次調波成分でさえ1%となっている。したがって、図4-5に示すようにA機と比較し、本駆動により角度誤差が大幅に改善されている。しかし、誤差はまだ4次の周期成分をもって変動し、ディテントトルクも4次のトルクリブルを発生させることから、空間高調波磁束成分によるトルクリブルを低減しても、まだ誤差が残る。

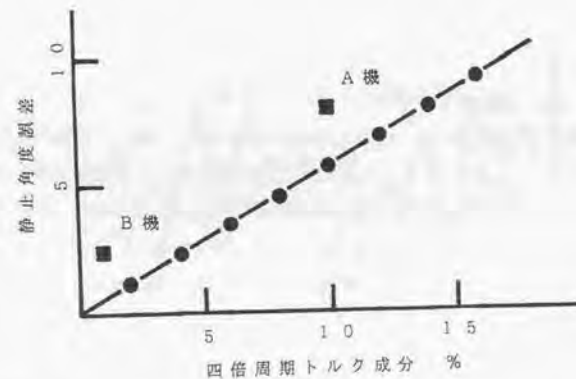


図4-6 トルクリブルによる静止角度誤差

(4-4)式より、発生トルクをゼロとする点が静止位置であるとの条件で角度誤差が計算できる。最大トルク $\Phi_m I$ に対する割合として、4次のトルク成分が加わることで発生する角度誤差の計算結果が図4-6である。最大トルクの20%程度までの高調波トルク成分に対して、角度誤差は比例関係が成立している。両供試機の実験結果を同図に示すが、数%のディテントトルクの存在によって両機3度程度の誤差を発生するため、ほぼ計算と一致する。

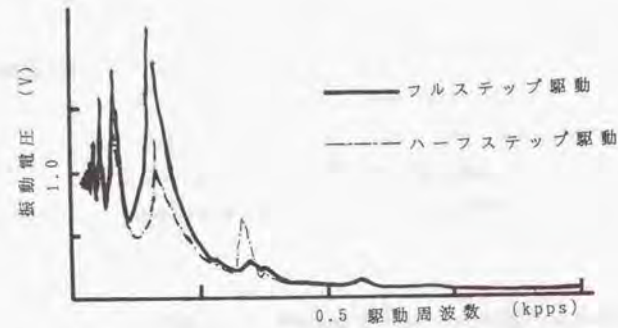
この結果から、電気角 ± 5 分の角度誤差を満足させるために、ディテントトルク成分で3分の誤差を見込み、3次調波成分を2%以下に抑制するよう誘導子を設計する必要があることがわかる。また電氣的にいくら分解能をあげても、モータ固有の精度から誤差限界があり、理想的な電流制御を行っても、現状1回転5000分割程度が本駆動の精度上の限界となる。

(2) 振動特性

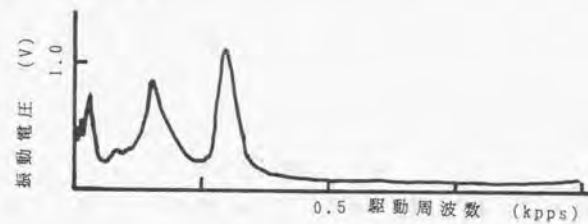
ステッピングモータはオープンループで駆動されるため定常運転時においても速度が振動し、またある特定の速度で顕著な振動（通常共振と呼ばれる）を発生し制御範囲を著しく限定することが良く知られる。マイクロステップ駆動においては、電流を正弦波で駆動するため時間高調波によるトルクリブルは発生せず、制御範囲拡大の期待が出来る。以降フルステップと比較した速度振動特性を検討する。

一般にステッピングモータの回転速度は、入力するパルス周波数ppsで表示しているが、本駆動の周波数をそのままpps表示した場合みかけの速度が早くなる欠点がある。そこで、以降では実回転速度を等しくするためフルステップ駆動の速度で特性比較する。ここでフルステップ1kppsの速度は、ロータ歯数 $n_p=50$ として機械回転速度300rpmに相当する。

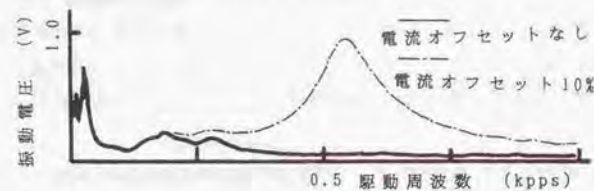
図4-7(a)にフルステップ駆動、ハーフステップ駆動時の振動特性を測定した結果を示す。180ppsをピークとして、その2倍、4倍また1/2倍、1/4倍で振動振幅が大きくなり、特にフルステップ駆動は150から180pps付近で脱調状態を示し、駆動出来ない範囲となっている。この周波数は1ステップ応答でのそれとほぼ一致し、運動方程式において慣性モーメントと発生トルクから次式で決定される周知の電気機械系の固有振動数 f_n となる。



(a) 通常のステップ駆動



(b) マイクロステップ駆動 (供試機A)



(c) マイクロステップ駆動 (供試機B)

図4-7 振動特性測定結果の比較

$$f_n = \sqrt{n_r} \Phi_m I / 2\pi \quad \dots \dots (4-5)$$

すなわち、歩進運動に基ずく固有振動数 f_n と駆動周波数が一致し共振状態を起こし、周知の低域共振となる。ハーフステップ駆動では、移動量が小さくなり振動振幅も減少し、脱調領域はみられない。更にマイクロステップ駆動においては、ステップ角が $1/n$ 倍となって低域の共振の発生周波数もフルステップの $1/n$ 倍と更に低周波数に移行する。このことから、マイクロステップ駆動は、低域共振周波数を1ステップ分割数分低い周波数に低減出来る駆動法とみることもできる。

供試機Aでマイクロステップ駆動を行った結果が、図(b)である。30,150,300ppsでそれぞれ共振を発生しているものの、その振幅はハーフステップと比較しても半減されている。測定系の荷重慣性モーメント $90 \times 10^{-4} \text{ kgm}^2$ を考慮して、(4-5)式より150ppsが本機の f_n である。その $1/5$ 倍である30ppsが低域共振周波数となって実験結果と一致する。しかし150ppsとは駆動周波数の共振が避けられるため、本来大きな振動は発生しないはずであり、発生原因を別にすることが考えらる。

前節でも取り上げたように空間高調波磁束によるものが本駆動で振動トルクとして考えられ、(4-4)式によれば3次、5次の高調波磁束成分から4次の周波成分のトルクリプルを発生する。すなわち、(4-1)式で正弦波同期運転された同期電動機が、4倍の周波数のトルク脈動で強制加振された運動となって共振現象を起こしていると考えられる。つまり基本波周波数を37.5Hzとした場合、その4倍の150Hzのトルクリプルを発生、強制加振力となって f_n と共振現象を起こし、これが図4-8(b)の実験結果に現れている。

比較の為固有振動数をA機と等しくするよう電流調整したB機の駆動結果が(c)である。空間高調波トルクが低減されているため、固有振動数での共振以外でほとんどピークを発生せずなめらかな駆動が行えていることがわかる。この結果からも空間高調波磁束による加振トルクが本駆動における振動発生原因となっていることが裏付けられる。

トルクリプルは、時間調波によっても発生し(a)の結果からその影響の方が大きい。マイクロステップ駆動において、電流制御誤差が時間高調波となる可能性がある。供試機Bについて、 β 相に電流オフセットを10%のせた駆動結果が、図cの点線で示す振動特性であ

り、駆動周波数37.5Hzで共振を起こしている。つまりオフセット電流によって基本周波数のトルクリプルを発生し、固有周波数 f_n と一致して共振を起こしている。

以上より、2相ステッピングモータのマイクロステップ駆動における振動発生は、トルクリプル周波数と固有振動数が一致することによる共振を原因とし、振動の周波数は f_n となることがわかる。マイクロステップ駆動は、 $4f_n$ 以下の周波数で効果があり、これ以上では通常のフルステップ駆動と特性状差異が認められない。

4・3 5相モータのマイクロステップ駆動法の開発

4・3・1 正弦波マイクロステップ駆動⁶⁾

2相ステッピングモータのマイクロステップ駆動では、空間高調波磁束ならびに時間高調波起磁力のいずれによってもトルクリプルを発生し、これが制御誤差を生じ特性を悪化させる原因となることを前項で論じた。マイクロステップ駆動を多相ステッピングモータに適用することにより、トルクリプルの低減が期待でき以降多相機のマイクロステップ駆動特性についてトルクリプルの点から検討する。

3・2節で論じた結果を利用して、 m 相モータの正弦波電流によるマイクロステップ駆動のトルクリプルを比較検討する。 i 相($i=1-m$)の電機子巻線と鎖交する有効磁束数を λ_i とし、奇数次高調波磁束を考慮したフーリエ級数表現で(4-6)式とする。ただし、第1相の固定子回転子磁軸が一致した場合を $\theta=0$ とし、巻線と鎖交する磁束の最大値の一相巻数倍を ϕ_m とした。

$$\lambda_i = \phi_m \sum_{k=1}^{\infty} k_k \cos k \left(\theta - \frac{2\pi(i-1)}{m} \right) \quad \dots \dots \dots (4-6)$$

i 相励磁電流 i_i により発生するトルクは、 $T_i = \lambda_i / \theta \cdot i_i$ の関係から(4-7)式となる。

$$T_i = -\phi_m k_k \sum_{k=1}^{\infty} k_k \sin k \left(\theta - \frac{2\pi(i-1)}{m} \right) i_i \quad \dots \dots \dots (4-7)$$

各相電流により発生するトルクの総和が出力トルクとなり、一般にマイクロステップ駆動では、電流を正弦波状に制御するため i_i 相電流は(4-10)式で与えられる。

$$i_i = I \sin \left(\omega t - \frac{2\pi(i-1)}{m} \right) \quad \dots \dots \dots (4-8)$$

したがって、励磁電流と界磁磁束の位相差を ψ と置くと、 m 相ステッピングモータのマイクロステップ駆動時の発生トルクは次式となる。

$$T = -\phi_m k_k I \sum_{k=1}^{\infty} k_k \sin k \left(\theta - \frac{2\pi(i-1)}{m} \right) \sin \left(\theta - \frac{2\pi(i-1)}{m} - \psi \right) \quad \dots \dots \dots (4-9)$$

位相差 ψ は、ステッピングモータ負荷によって決定されるが、奇数高調波成分によるトルクリプルは相数を増やすことにより相数以下の高調波次数が除去される。即ち2相ステッピングモータでは、3次、5次の高調波磁束成分により(4-10)式のようにトルクリプルを発生する、

$$T_2 = -\frac{5}{2}\phi_m I \{\cos(\theta - \psi) + (3k_3 - 5k_5) \cos 4(\theta - \psi)\} \quad \dots \dots \dots (4-10)$$

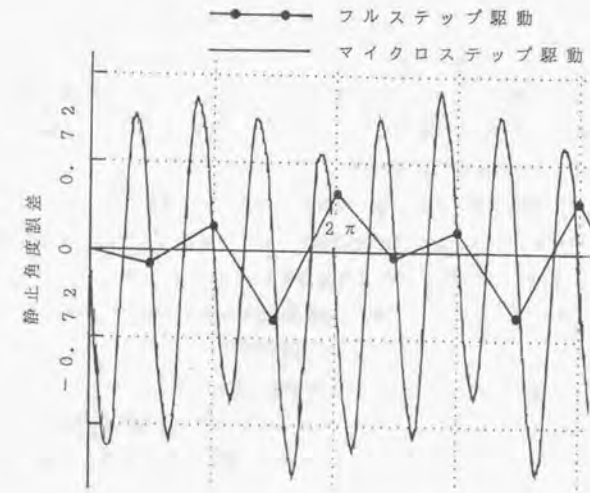
5相ステッピングモータで次式のように完全に無視することが可能となる。

$$T_3 = -\frac{5}{2}\phi_m I \cos(\theta - \psi) \quad \dots \dots \dots (4-11)$$

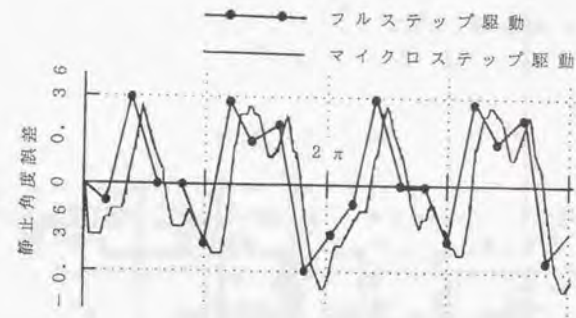
供試機として表4-2に示すものを使用し、一周期を100分割するマイクロステップ駆動を行い、通常フルステップの場合とともに静止角度誤差の測定を行った。角度検出器は、10万パルス/revのインクリメンタルエンコーダを使用し、測定にさいし軸ずれなどの影響を極力排除し、電流制御回路も、電流歪の影響を除去するためニア直流アンプを使用した。

表4-2 供試機緒元

	5相機	2相機
n_p	50	50
Φ [Wb]	0.180	0.353
k_3	0.024	0.039
k_5	0.001	0.005



(a) 2相ステッピングモータ



(b) 5相ステッピングモータ

図4-8 静止角度誤差測定結果の比較

2相機フルステップとマイクロステップでの測定結果の電角4周期分を図4-9に示す。角度精度はフルステップと比較し8倍以上悪化、基本波周期の4倍で変動し、(4-11)式の高調波トルクの影響が顕著に現れている。また誤差最大値包絡線は、フルステップ同様基本波周期で変動し、電動機自身の精度が重上して総合精度となって現れている。5相機で同様の測定をした結果が図4-10である。高調波磁束によるトルクリプルを発生しないため、フルステップとほぼ同じ傾向で角度誤差を生じ、マイクロステップ駆動による特別の角度誤差を発生しない利点がある。以上より5相マイクロステップ駆動では、電動機自身の精度のみによってその角度精度が決定し、通常その値は±5分以下におさまることから、1回転5000分割程度までオープンループでも精度の良い位置決めが行えることを示せた。

基本波によって発生する最大トルクは $\Psi = \pi/2$ の時であり次式となる。

$$T_m = -\frac{m}{2} \phi_m I \quad \dots \dots \dots (4-13)$$

1相励磁ホールディングトルクを T_{H1} としフルステップ駆動の場合と比較すると表4-3となり、ホールディングトルクの面から正弦波電流マイクロステップ駆動は、多相ステッピングモータの持つトルク特性を生かし切れないことが欠点となる。

表4-3 ホールディングトルクの比較

	2相ステッピングモータ	3相ステッピングモータ	4相ステッピングモータ	5相ステッピングモータ
フルステップ駆動	$\sqrt{2}T_{H1}$	$2T_{H1}$	$2.61T_{H1}$	$3.24T_{H1}$
マイクロステップ駆動	T_{H1}	$1.5T_{H1}$	$2T_{H1}$	$2.5T_{H1}$

4・3・2 台形波マイクロステップ駆動⁷⁾

正弦波電流によるマイクロステップ駆動は、トルクリプルを低減できる反面フルステップ駆動と比較し最大トルクが減少し、ステッピングモータの持つ発生トルクが大きくなるという特徴を生かしきれず、ドライブからの改善が望まれていた。近年モータとパワーエレクトロニクス技術を融合することでConverter-Fed Machineとして注目されるようになった、非正弦波電流によりモータの持つトルク特性を十分発揮させる駆動法をステッピングモータにも適用することでステッピングモータ駆動システムのさらなる高機能化が可能と考えられる。3章で結論したように、トルクリプルまで含めた特性としては一番優れる5相ステッピングモータの非正弦波駆動法を考える。

モータの結線はスター、ペンタゴンどちらもとるが、説明の都合上スター結線を対象とし駆動インバータ主回路構成を図4-9に示す。各相トルク成分の合成が発生トルクとなることから、図4-10に示すトルクベクトル図が成立する。従来のステップ駆動で発生で

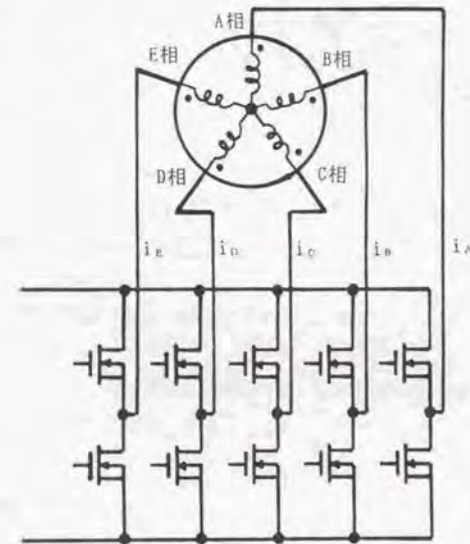


図4-9 5相ハーフブリッジインバータ

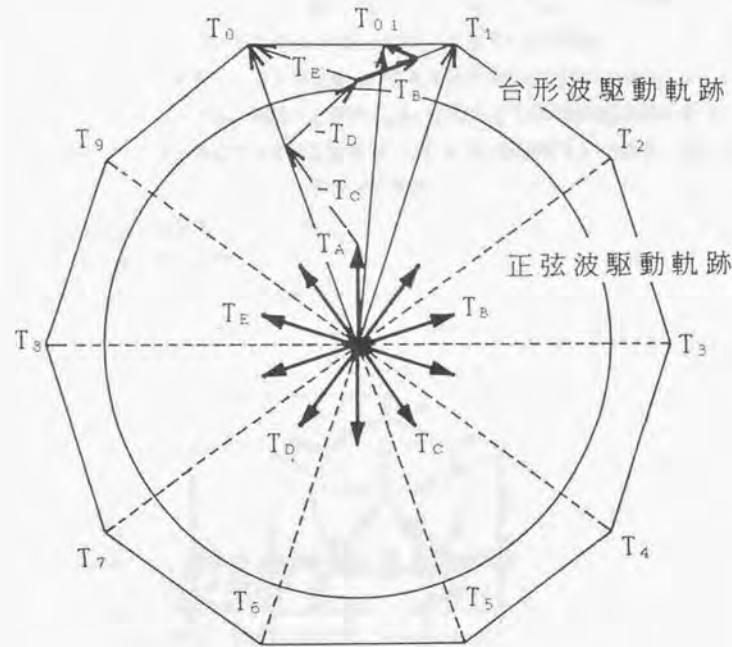


図4-10 トルクベクトル図

きるベクトルの数は、四相励磁で図4-10の T_0 から T_9 まで10、さらに4-5相励磁をすることで T_0 と T_1 の中間ベクトルが加わり20で、これが分解能を決定する。これに対し、正弦波電流駆動では周知の円軌跡となり基本波成分ではトルクリプルを発生しないが、その最大トルクはフルステップの場合と比較し約23%減少することを前節で論じた。

今 T_0 、 T_1 の2ベクトルに着目し、両者の中間ベクトル T_{0i} を発生させることを考える。両ベクトルの違いは、 T_E 、 T_B を使用して T_0 、 T_1 のいずれかを発生することであり、これらベクトルを発生するE相B相の電流を制御することができれば、 T_{0i} のベクトルを任意の位置に発生させることができる。

A相の電流を i_A と添え字で相を示すことにすると、1相のトルク定数を k_T として、i相のトルクは(4-14)式となる。

$$T_i = -k_T \sin\left(\theta - \frac{2\pi(i-1)}{m}\right) i_i \quad \dots\dots\dots (4-14)$$

インバータ主回路の状態を上アームオンを1で下アームオンを-1で表現することにし、各アームの状態を(A,B,C,D,E)で示す。例えば T_0 ベクトルを発生させるためには、 T_A 、 $-T_C$ 、 $-T_D$ 、 T_E のトルクベクトルの合成となることから(1,0,-1,-1,1)とすればよい。(1,1,-1,-1,0)に励磁を切り換えて T_E ベクトルから T_B ベクトルを使用して T_1 の状態に移移する。両者とも T_A 、 $-T_C$ 、 $-T_D$ ベクトルが使用されその合成ベクトルは、1相励磁電流を1として

$$T_i = 2.90211K_T I \sin\theta \quad \dots\dots\dots (4-15)$$

従って3相トルクの合成ベクトルは両者の中間に位置する。

ハーフブリッジインバータで制御するためには、各相電流の総和は0である必要があり I_E 、 I_B の和が一定の制御条件が必要となる。

$$I_E + I_B = \text{Const.} \quad \dots\dots\dots (4-16)$$

電流をn分割して指令値を作ることにすれば、i番目の各電流は次式となる。

$$I_E = I \frac{i}{n} \quad \dots \dots \dots (4-17)$$

$$I_B = I \left(1 - \frac{i}{n}\right)$$

このとき、合成トルクは次式で表わされる。

$$T = K_T I \left[2.90211 \sin \theta + \frac{i}{n} \sin \left(\theta - \frac{\pi}{5} \right) + \left(1 - \frac{i}{n} \right) \sin \left(\theta + \frac{\pi}{5} \right) \right] \quad \dots \dots \dots (4-18)$$

以上により、電機子電流 I_E を単調に減少、逆に I_B を増加させることにより T_0 ベクトルと T_1 ベクトルの中間のベクトル $T_{0.1}$ を発生することができる。したがって、ここで述べた駆動における制御電流の指令値は、図4-11に示すような台形波駆動となる。このとき、発生トルクの最大値を示すトルクベクトルは、図4-10の正十角形となり従来の駆動法同等のトルクを発生することが可能となり、ステッピングモータ本来の持つトルクを犠牲にすることなくマイクロステップ駆動を行える。

ただし、正弦波駆動のようにトルクベクトルは円軌跡とならないため、電流値を当分して分割数を決定するため静止角度位置は等分されず原理的に誤差を発生する。いま基本ステップ角機械角 0.72° 度を10分割して台形波電流によるマイクロステップ駆動を行った場合の角度精度を検討する。(4-17)式で $n=10$ とし、各ステップ毎発生トルクが0となる点が提案した駆動の原理的静止位置となり、その計算結果と理想値を比較すると表4-4が得られる。この結果、正弦波駆動における理想値に対する最大誤差は機械角で 0.0046° となる。この原理的に発生する最大誤差は分割数によらず一定となる。図4-8にも示したように、正弦波電流によるマイクロステップ駆動でも、モータ自身の組み立て精度やディテントトルクに起因して角度誤差を発生し実用的なレベルでは1回転5000分割程度が限界と考えられることから、台形波電流によるこの程度の誤差はほとんど影響のない範囲と考える。

三角波比較PWMにより電流制御を行なったマイクロステップドライバを試作しステッピングモータの駆動で最も問題となるトルクリプルに起因する速度振動を、DCタコジェネレータのAC成分として測定した結果が図4-12である。従来の駆動で見られる低域の共振振動が完全に除去され、開ループによっても超低速までなめらかな駆動を行えていることが確認できる。

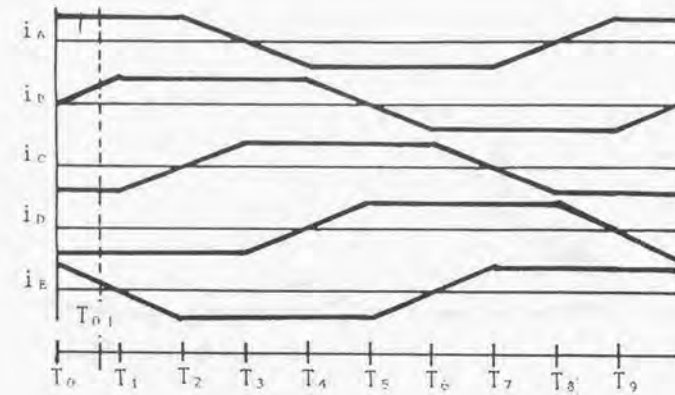


図4-11 相電流指示波形

表4-4 台形波指示マイクロステップ駆動の角度誤差

N	電気度	機械角	理想値	誤差
0	0	0	0	0
1	3.429	0.0689	0.072	0.0034
2	6.969	0.1394	0.144	0.0046
3	10.595	0.2119	0.216	0.0041
4	14.282	0.2856	0.288	0.0024
5	18.000	0.3600	0.360	0
6	21.718	0.4344	0.432	0.0024
7	25.405	0.5081	0.504	0.0041
8	29.032	0.5806	0.576	0.0046
9	32.571	0.6514	0.648	0.0034
10	39.000	0.7200	0.720	0

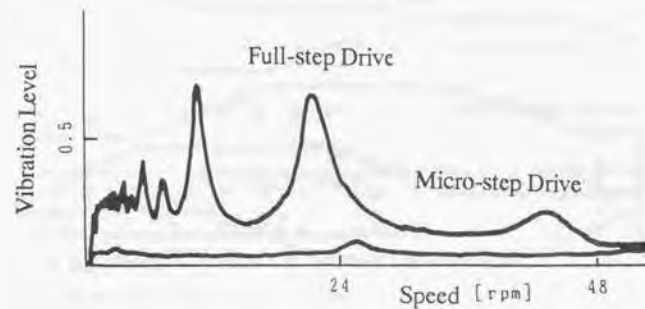


図4-12 5相ステッピングモータの振動特性

4・3・3 電圧PWM指示形マイクロステップ駆動法の開発⁸⁾

5相ステッピングモータを台形波電流によりマイクロステップ駆動する方法は、ステッピングモータの持つトルク特性を生かす駆動法と考えられるが、実際に産業機器に利用する場合、駆動回路の価格の面で大きな問題を発生する。つまり、前節までの駆動方法は電流制御を前提としてマイクロステップ駆動を考えていた。したがって、多相ハーフブリッジインバータを主回路とする駆動では、相電流の検出に制御回路と絶縁された電流検出器を少なくとも相数-1個必要とし、5相では4個の電流検出器が必要となる。繰り返し述べているように、ステッピングモータは小形・低価格で位置制御システムが構成されることに最大の利点があるため、回路コストも重要な要素となる。また、アナログ回路で電流制御を行うため、電流ループでのオフセットの影響も、2相機の場合ほどではないにしても問題になる。

その対策として、5相ステッピングモータでの駆動では電流制御誤差がそれほど問題とならない点に着目して、所望の励磁電圧を発生する電圧をインバータから出力する電圧PWM指示形マイクロステップ駆動法を考案した。また前節では、スター結線により制御電流波

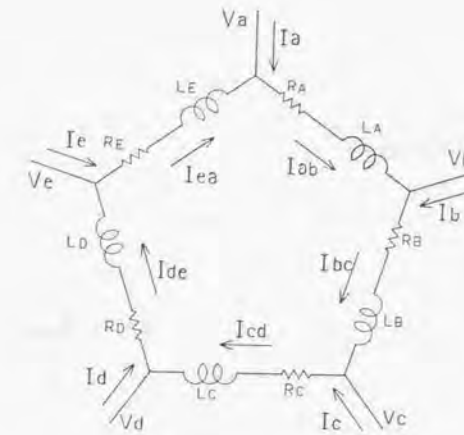


図4-13 ペンタゴン結線

形を求めたが、3・3・3で述べた通りペンタゴン結線のほうが、高速域での安定性に優れていることから、図4-13に示すペンタゴン結線での駆動を考える。

電圧、電流を同図のように定めた場合、誘導起電力を無視すると次式が成り立つ。

$$\begin{aligned}
 V_a - V_b &= i_{ab}R_a + L_a \frac{di_{ab}}{dt} \\
 V_b - V_c &= i_{bc}R_b + L_b \frac{di_{bc}}{dt} \\
 V_c - V_d &= i_{cd}R_c + L_c \frac{di_{cd}}{dt} \\
 V_d - V_e &= i_{de}R_d + L_d \frac{di_{de}}{dt} \\
 V_e - V_a &= i_{ea}R_e + L_e \frac{di_{ea}}{dt}
 \end{aligned} \quad \dots \dots (4-19)$$

位置決め時のように静止時定常状態では、インダクタンスの項を無視して良く、また各相の抵抗値にほとんどばらつかないことから電圧降下のみを考慮した次式となる。

$$\begin{aligned}
 V_a - V_b &= i_{ab} R \\
 V_b - V_c &= i_{bc} R \\
 V_c - V_d &= i_{cd} R \\
 V_d - V_e &= i_{de} R \\
 V_e - V_a &= i_{ea} R
 \end{aligned} \quad \dots \dots (4-20)$$

図4-11に示した相電流を実現するためには、(4-19)式を満足するインバータ出力電圧が与えられれば良い。前節同様図4-11のトルクベクトル図において T_0 から T_1 の区間を考え、一相に正規化電流1を流すことにすると(4-21)式を得る。

$$\begin{aligned}
 i_{ab} &= 1 \\
 i_{bc} &= i/N \\
 i_{cd} &= -1 \\
 i_{de} &= -1 \\
 i_{ea} &= 1 - i/N
 \end{aligned} \quad \dots \dots (4-21)$$

これを(4-20)式に代入して

$$\begin{aligned}
 V_a - V_b &= R \\
 V_b - V_c &= (i/N)R \\
 V_c - V_d &= -R \\
 V_d - V_e &= -R \\
 V_e - V_a &= (1 - i/N)R
 \end{aligned} \quad \dots \dots (4-22)$$

ここで $VC=v$ とおくと

$$\begin{aligned}
 V_c &= v \\
 V_d &= v + R \\
 V_e &= v + 2R
 \end{aligned} \quad \dots \dots (4-23)$$

インバータで出力出来る電圧は、インバータリンクのDC電圧を V とすると、 V 、 0 、 $-V$ の3値であるため、(4-23)式が成立するためには、

$$\begin{aligned}
 V_c &= V \\
 V_d &= 0 \\
 V_e &= -V
 \end{aligned} \quad \dots \dots (4-24)$$

となり、(4-22)式に(4-24)式を代入し

$$\begin{aligned}
 V_a &= (i/N)R \\
 V_b &= (1 - i/N)R \\
 V_c &= -V \\
 V_d &= 0 \\
 V_e &= V
 \end{aligned} \quad \dots \dots (4-25)$$

が、この区間における電圧指令となる。各区間において同様の操作を行うことにより、図4-14に示すインバータ電圧出力波形が得られる。

PWMの発生法は様々な方法が提案されているが、ここではもっとも簡単な図4-15に示すような三角波比較による方法によりPWM信号を発生することで試作を行った。このPWM波形による平均電圧は次式で与えられる。

$$E = (t_{on} V - t_{off} V) / (t_{on} + t_{off}) \quad \dots \dots (4-30)$$

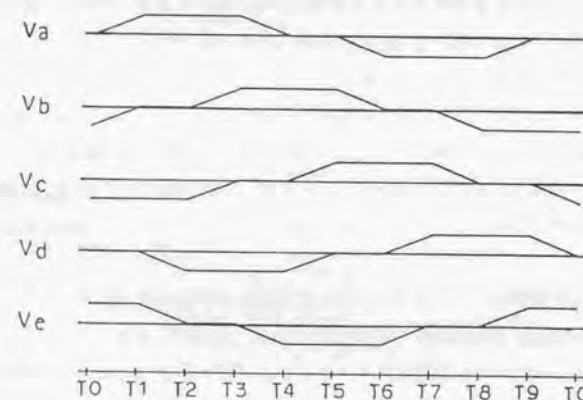


図4-14 電圧指令波形

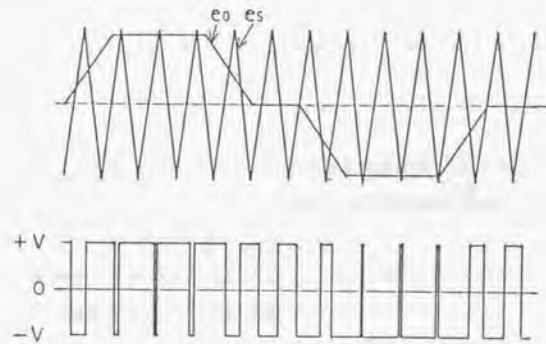


図4-15 三角波比較PWMパルスパターン発生原理

実際にはアーム短絡を防止するため上下素子をともに休止するデッドタイムを設ける必要がある。したがって、出力電圧をDCリンク電圧 V まで出力することができず、また一定電圧を出力するだけであるからPWM制御を行うことにより損失を発生するだけである。このため一定電圧を出力する期間ではPWM変調を行わないことにすると、単純に増加・減少する2つのPWMパターンと単純にオン・オフするパターンを組み合わせることで、図4-16の電圧パターンを発生することが出来る。すなわち、4-25式をフルステップ換算の励磁区間毎に組み合わせればよい。

ここで考案した駆動法は、マイクロステップ駆動の分解能の面でもメリットを発揮できる。即ち、正弦波駆動では電気角一周を分割することになり、8ビットでは1周期256分割しか行えない。これに対し台形波マイクロステップ駆動では、1ステップ区間を8ビットで分割することができる。5相ステッピングモータは10ステップで1周期となることから同じ8ビット精度を使用しても、 $256 \cdot 10 = 2560$ 分割が可能となり、正弦波と比較し10倍の高分解能化が可能という大きな特徴を生みだし、制御回路の簡略化に多大な貢献をすることが出来る。分割数を大きくすることにより、固有振動数との共振周波数を分割数に反比例して低い周波数にシフトすることを意味し超低速まで滑らかな駆動を行えことが可能と

なる。

(4-21)式よりインバータに流れ込む電流は2Iで一定となる。したがって、全相電流が一定になるようにインバータリンク電圧を制御すれば、誘導起電力の全波整流分を補償することができる。以上により、台形波マイクロステップの駆動ブロックは図4-16のように構成される。定電流制御コンバータは、ハルス電流制御の一般にステッピングモータで行われる回路がそのまま流用できる。マイクロステップ制御の部分は、PWMパルスパターン発生器をデジタル化することにより、従来の駆動回路の励磁シーケンスを発生する部分を置き換えることにより、マイクロステップ駆動ドライバを実現することができる。実験用に1ChipマイクロプロセッサとROMにより電圧指示PWMを発生させる回路を試作した。その外観を図4-17に示す。

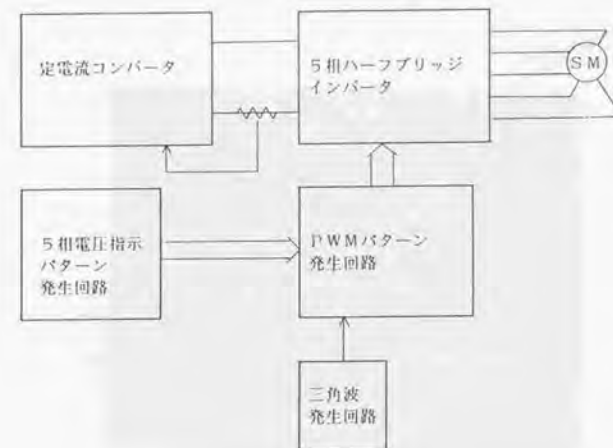


図4-16 電圧指示形マイクロステップ駆動ブロック図

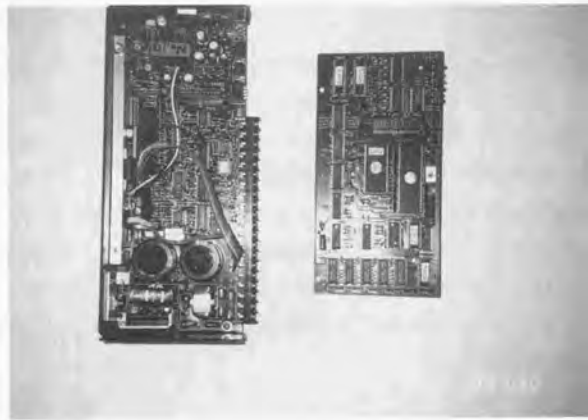


図 4-17 試作駆動回路

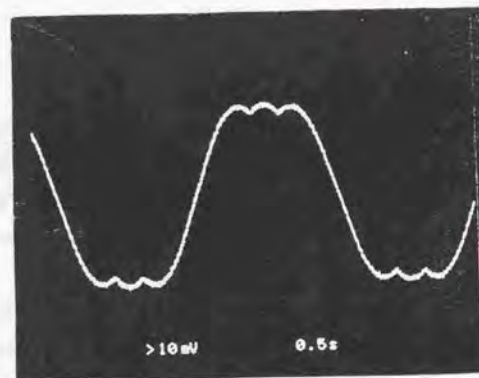


図 4-18 駆動電流波形

電流制御にフィードバック制御を行っていないため、完全に指示電流通りに電流が追従するわけではないが、図4-18に極低速時の相電流波形を示すがほぼ台形電流が実現出来ていることが理解できる。このため、図4-19に示すように実際のフルステップ駆動と10分割したマイクロステップ駆動での時間に対する変位の特性を示すが、この駆動回路によっても変位はほぼ直線的に変化し十分なマイクロステップ駆動が行なえていることを確認できる。

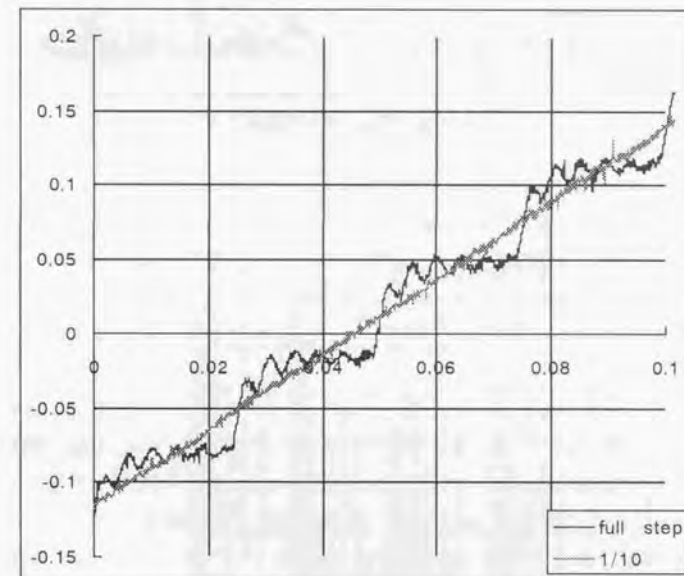
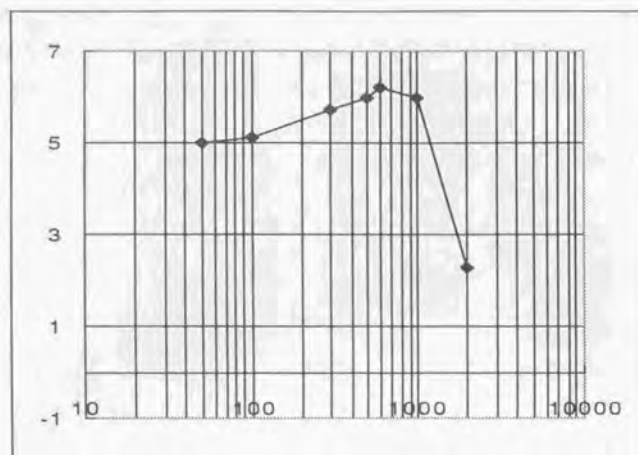
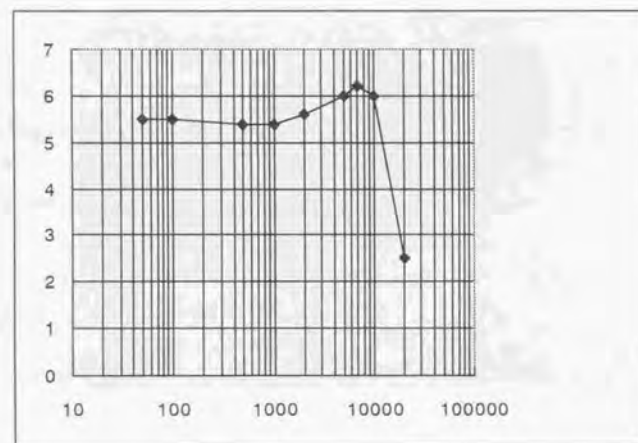


図 4-19 時間に対する変位の特性



(a) フルステップ駆動



(b) マイクロステップ駆動

図4-20 バルスレート脱出トルク特性

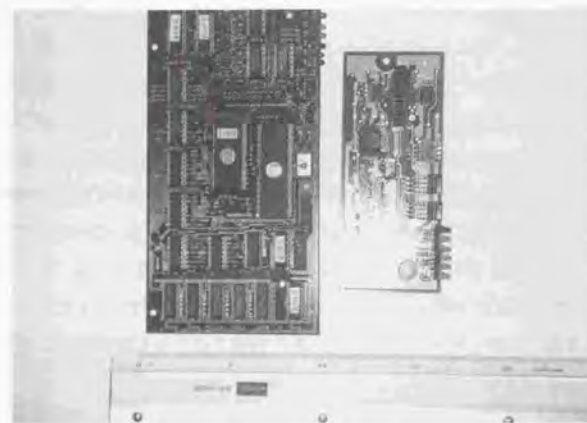


図4-21 製品化されたマイクロステップ駆動指示部の比較

試作したドライバによりバルスレートトルク特性を測定した結果をフルステップの場合と比較して図4-20に示す。この結果から、電流が制御されマイクロステップが行われている区間では、ほぼホールドトルクの90%の駆動トルクが得られフルステップ駆動と同等のトルク特性が得られていることがわかる。

以上本節で提案したマイクロステップ駆動法は、電流に対してもオープンループで従来の駆動回路の励磁シーケンス発生部分を、専用ICに置き換えるだけで高性能が実現でき、ステッピングモータ駆動システムとして革新的な特性をコスト面の負担を増やすことなく実現することができたと結論する。実際の製品化においては、専用のゲートアレイを作成することが可能となり、試作の場合と比較すると図4-21に示すように格段の小形化が実現されている。

4・4 結言

本章において、ステッピングモータの駆動システムの低速域での安定化に要項な手段であるマイクロステップ駆動法について検討を行った。まず、従来の2相ステッピングモータのマイクロステップ駆動特性を解析した。この結果、3次高調波磁束により基本波に対して4次のトルクリプル成分を発生し、マイクロステップ駆動を行っても振動を発生することが明らかとなった。更に、高調波を低減した場合でも制御電流の歪や電流のオフセットによってもトルクリプルを発生することも判った。この事実は従来見過ごされていた特性であり、筆者の検討により始めて明確にされた。したがって、2相ステッピングモータのマイクロステップ駆動を行っても、制御誤差により発生するトルクリプルにより高性能化には限界があることを明確にした。

多相化することによりトルクリプルが低減するため、マイクロステップ駆動法を適用することでさらなる高性能化が可能と考えられる。しかし、従来2相ステッピングモータでも十分な性能が得られるとして多相ステッピングモータのマイクロステップ駆動については、ほとんど研究がなされていなかった。3章の結論から5相ステッピングモータが総合的に駆動システムとして優れ、本機のマイクロステップ駆動について研究を行った。まず、5相正弦波駆動を行い、静止角度誤差を2相機と比較した結果、5相機ではトルクリプルが各相の合成としてキャンセルされるため、フルステップ駆動の角度精度と同等の結果が得られた。このことは、マイクロステップ駆動を行うことによる特別の静止角度誤差を発生しないことを意味しており、モータの持つ機械精度まで角度精度を上げることが可能という大きな特徴を持つことを始めて明らかにした。センサを使用出来ずオープンループで精密な位置決めを行う用途に適した駆動法と考える。

正弦波電流によるマイクロステップ駆動は静止角度誤差の点からは優れているものの、ステッピングモータ本来の持つトルクを有効に利用出来ない欠点がある。低速で大トルクを発生するというステッピングモータの持つ特性を生かす駆動法として、5相台形波電流によるマイクロステップ駆動法を提案した。この方法によれば角度精度は機械角で0.0046度悪化するものの、駆動トルクはフルステップと同等の値が得られることが明らかとなり、ステッピングモータの持つトルクを損なうことなく超低速から滑らかな駆動が行えた。

従来のマイクロステップ駆動は、電流を制御することによって始めてトルクリプルを低

減した滑らかな駆動が行え、5相では最低限4個の電流検出器を必要とし、回路規模の大形化をまねき軽薄短小の市場の要求に対応出来ない欠点を持っていた。そこで、5相では3次5次の高調波成分がキャンセル出来る点に着目して、電流ループも構成せず電流に対しても指示電圧のみによりオープンループ制御を行うマイクロステップ駆動を開発した。電圧指示PWMによるマイクロステップ駆動回路を試作し、特性を比較した結果電流制御を行った場合と同等の特性が得られることを実験により確認した。開発した駆動法は、従来の定電流チョッパ駆動回路に、励磁シーケンスの発生部分を専用のICに置き換えるだけでマイクロステップ駆動が可能となり、従来低速時の共振が問題とされていた用途、例えばコピーの拡大縮小のスキャナの駆動や、医療用の血液ポンプの駆動などの低振動高精度化に絶大な効果を上げている。特に、コピー機のカラー化に際して要求される高精度化に対し、本論文で提案する駆動システムは、高性能駆動アクチュエータとしてなくてはならないものになっている。

参考文献

- 1.)Lawrenson,P.J.,Kingham,I.E.:“Low Frequency Resonances”
Proce. International Conference on stepping motors and systems,
University of Leeds July 1987
- 2.)H.Dohmeki“New pentagon drive method for 5-phase step motors”
21st Incremental Motion Control systems and Devices 1992
- 3.)Kuo,B.C. edited :“Microstepping or step motors”
Incremental motion control systems society Champaign 1990
- 4.)百目鬼 「ステッピングモータの使い方」工業調査会 93年6月
- 5.)吉浦、若林、尾渡:「サーボ用ステップモータの特性」電気学会回転機研究会資
RM-87-49 1987
- 6.)百目鬼「五相ステッピングモータによるマイクロステップ駆動角度精度の改善」
電気学会論文誌D 110巻 11号 '90
- 7.)百目鬼「五相ステッピングモータのマイクロステップ新駆動法の提案」
電気学会論文誌D 112巻 8号 '92
- 8.)H.Dohmeki,H.Nagasawa“Micro-step drive system of a five-phase stepping
motor”USP No.5194796,1993

第5章

超高真空環境に適合する ステッピングモータの開発

● 小目次

5・1 緒言	175
5・2 超高真空対応ステッピングモータの開発	176
5・2・1 超高真空対応ステッピングモータの 構造	176
5・2・2 排気特性	179
5・2・3 放出ガス分析	187
5・3 輻射と発熱による使用限界の検討	191
5・3・1 真空中の熱放射実験	191
5・3・2 発熱の実験式	193
5・4 結言	198
本章の参考文献	199

第5章 超高真空環境に適合する ステッピングモータの開発

5・1 緒言

真空は時代の先端技術と結び付き、光、超伝導、バイオ、新素材とならびハイテク産業を支える重要な基礎技術となっている。最近では、超高真空技術の利用が基礎科学研究から半導体産業を中心とする工業生産過程にまで広がり、その社会的重要性を増している。表5-1に真空技術とその応用分野を示す¹⁾。工業分野での利用が進むに従い、人の介在できない真空プロセスにも、一般産業分野で要求される自動化・高精度化が要求されるようになってきている。

従来の真空下への運動機能の導入には、真空チャンバ外からベローズあるいはマグネティックカップリングを介して行われている実情であった。このため、製造装置の大形化をまねき、さらにはチャンバ外部から動作を制御するため複雑な運動機能の実現が困難でありしかも高精度の位置決めが行えないなどの問題点を生じていた²⁾。

このような状況から、超高真空下でも使用可能なアクチュエータの開発が各方面から望まれていた。超高真空用アクチュエータとしては、文字どおり真空下で使用するため構造が簡単で複雑なセンサなど使用せずとも速度・位置の制御できることが要求され、ステッピングモータが最適なアクチュエータと考えられる。しかし、真空中でモータを使用した場合のデータはほとんど公表されておらず、基本的な排気特性さえ明らかにされていなかった。さらに、実際の使用実績のないこともあり、ほとんど未知の分野であった。さらに真空工学の専門家の中には、真空装置内には、有機物を持ち込むことさえ否定する意見があったほどであった。

近年のトライボロジーの進歩により、固体潤滑のベアリングが開発されたため³⁾、モータに使用する材料さえ適切なものを選定すれば、超高真空中においても十分実用になる状況にあった。真空中で使用可能な材料を選定することにより、超高真空環境下でも使用を可能とするステッピングモータの開発を行った⁴⁾。排気特性を中心に真空中での放出ガスの特性の検討を行った結果、 10^{-7} Pa程度の超高真空中でも十分使用可能であることが証明された⁵⁾。真空中では、大気中と違い対流による放熱が期待できないため、温度上昇が著しくなり

使用範囲が限定される問題を発生する。従来経験的には、真空中における温度上昇として Stefan-Boltzman の放射則が知られているが、実際に実験により測定されたデータはほとんど存在しない。そこで、圧力により損失に対する温度上昇がどのように変化するかを、真空装置内で実際に実験を行うことで、真空中での損失と温度上昇に対する関係を検討する^⑩。

表 5-1 真空技術とその応用分野

分 野	真 空 工 学 の 応 用 例
電 子 工 学	IC, LSI プロセス (薄膜の膜付, エッチング, 不純物注入, 電子ビーム露光, 電光用 X 線源) エピタキシー膜生成, マグネトロン等の電子管
冶 金 工 学	真空溶解, 真空鋳造, 結晶引上げ
宇 宙 工 学	宇宙空間のシミュレーション (スペースシャトル) イオンロケット, 真空潤滑, 人工衛星
光 学	レンズコーティング, レーザミラー, 光学フィルタ
エネルギー工学	核融合炉, 太陽電池素子作成プロセス
原子核物理	加速器
分 析	電子顕微鏡, 質量分析器, マイクロプロベ元素分析器, X 線分光器, 表面分析器
食 品 薬 学	食品乾燥, 冷凍乾燥, 蒸留, 脱ガス
輸 送	真空輸送 (ゴミ, 郵便物)

表 5-2 主な有機材料のガス放出

材 料	52hrs ベークしない で排気 Torr	122hrs 220℃ ベーク 後 Torr	53% R. H. の大気中 放置後 24℃で48hrs 排気 Torr
Viton-A	1×10^{-7}	2×10^{-9}	3×10^{-8}
エポキシ樹脂	1.5×10^{-6}		1.4×10^{-8}
Poly thene-(CH ₂) _n	3×10^{-6}	(100℃ベーク後) 5.1×10^{-9}	1.8×10^{-9}
テフロン (PTFE)	3.5×10^{-11}	—	2.5×10^{-11}

* 2×10^{-9} Torr = 1.3×10^{-8} Torr · l/sec · l/sec · cm² に相当

5・2 超高真空ステッピングモータの開発

5・2・1 超高真空対応ステッピングモータの構造

各種プロセスでの真空利用の主目的は、分子密度減少による有害雰囲気除去、平均自由行程増大による気体分子衝突回数の減少、入射頻度の減少による表面汚染の防止などである。真空中でステッピングモータを使用可能とするためには、これら利用目的に悪影響を与えないことが前提条件となる。

モータの使用部材からのガス放出は、必要とする真空度を得にくくするばかりでなく、放出されるガス成分によっては、表面汚損、膜中への不純物の取り込みなどを生じ、利用上有害になることさえある。このため、真空中で使用できる使用部材の選定が重要となる。特にモータは、絶縁材料として有機物を使用し、またベアリングの潤滑のためグリスを使用するため、これらからのガス放出に十分配慮する必要がある。真空中での使用可能とされる主な絶縁材料のガス放出は、表 5-2 として知られている^⑩。

有機材料のガス放出量は、表面の洗浄の有無やベークなどのガス出し処理をしたか否かにより到達真空度に 1 桁以上の差が出る。したがって超高真空環境下で使用可能とするため、脱離ガスを容易に排気するため、初期状態において装置の 150 度以上温度を上げるベークを行う必要があり、絶縁材料はベーク温度を考慮して決定する必要がある。このため、マグネットワイヤには F 種の絶縁クラスを満足するポリイミド系の材料を選定し、ケース部材として超高真空用チャンバに使用されるステンレス材を選定した。

潤滑方法は、目標とする真空度により使い分ける必要がある。10⁻² torr までであれば大気中と同様の潤滑油やグリスを使用できるが、それ以上の真空度が要求される場合には、真空中に開発された飽和蒸気圧の低いものを使用する必要がある。さらに、本章で対象とする超高真空下では、もはや潤滑油による方法は期待できず、固体潤滑に頼らざるおえない。固体潤滑材もさまざまなものが開発されているが、寿命などを考慮し Ag をイオンプレートしたものを使用した。

図 5-1 に超高真空下で使用可能とするために設計したステッピングモータの構造図とその使用部材を示す。開発したステッピングモータは、真空用として初期のガス脱離を容易

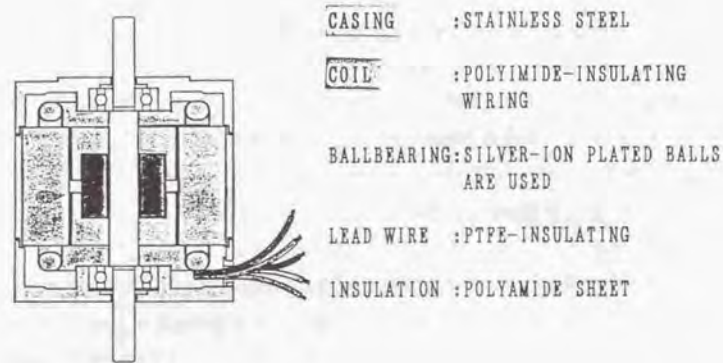


図5-1 超高真空対応ステッピングモータ使用材料

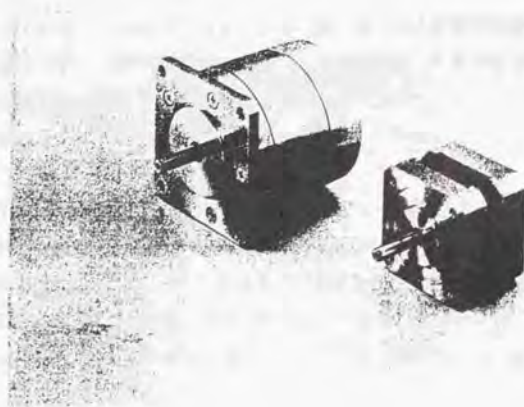


図5-2 開発したステッピングモータの写真

にするため、図5-2に示すようにモータケースブラケットにガス放出用の穴を数個設けたことを一つの特徴としている。密閉構造とした場合、マグネットワイヤの絶縁材からの初期放出ガスが、ベアリングの隙間を通してチャンバ内に放出されるため、ベアリングのボールやレース表面にガスが付着し潤滑特性さえ悪化させる原因となる。したがって、ここで示した如く解放構造とすることが重要なポイントとなる。

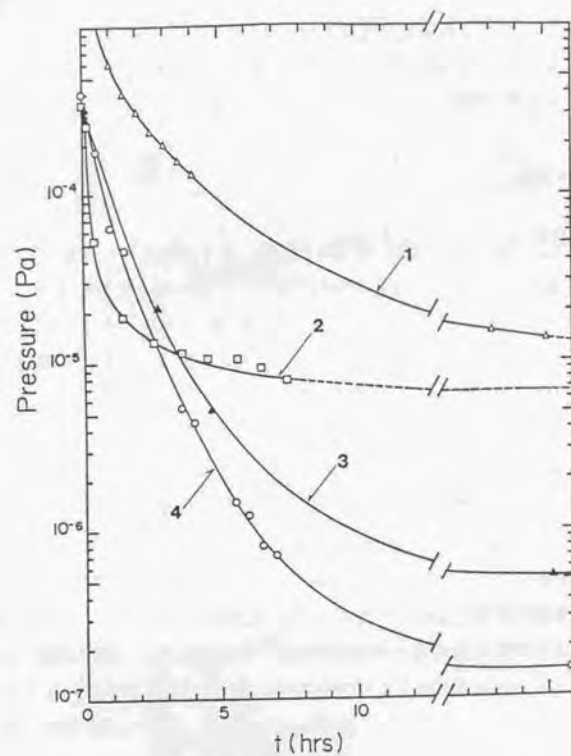
5・2・2 排気特性

試作ステッピングモータが実際に超高真空使用に耐えるか否かを検討するため、真空チャンバ内での排気特性の試験を行った。始めに、6インチ系の液体窒素トラップおよび油拡散ポンプ(排気速度1500/l)で排気している真空装置に取り付け、ベアリングなしに到達真空度を観察した。初期状態からの排気特性は、ほとんど公開されておらず真空用のモータを利用する上で、貴重なデータになる。

モータを装着せずまた、ベアリングもしないときの排気特性を測定した。初日の大気圧からの排気では、図5-3の排気曲線1にみるように、極めて緩やかに真空度が上昇していった。 1.3×10^{-6} Paに到達するのに約23時間要した。途中マスフィルターによる残留ガス分析では、 H_2O の他に N_2 、 O_2 の空気成分が観測された。排気に長時間要した原因として、モータコイルや永久磁石に閉じ込められたガスの放出に時間がかかっているためと思われる。油拡散ポンプによる排気を始めると今度は排気がスムーズになり、排気曲線2に示すようにベアリングせずにも到達真空度 6.5×10^{-6} Paに達した。残留ガス分析では H_2O を主体とした通常の残留ガス成分を示し、マスレンジ150までのスキャンでも異常なガス成分は認められなかった。

この段階でモータの駆動テストを無負荷で行うことにして予備実験を行った。コンフラットフランジ(CF152R Φ)へのモータの取付け方法を図5-4に示す。熱放散は特に考慮しなかったため、支持台もステンレス材を使用した。最初のテストでモータに定格電流0.74 A/相を流したところ、数分間でモータ温度が200℃以上に達することが判った。そのときに真空度は 3×10^{-5} Paまで悪化した。そのガス成分は H_2O 、COの増加の他に、100℃以上では CO_2 の増加が著しかった。それに対して H_2 、炭化水素の増加はあまり認められない。

温度上昇を抑えるために、ドライバーから流す電流を調整して0.4 A/相に下げた。こ



- 1: the first day's curve of the ion beam apparatus,
 2: the second day's curve before baking,
 3: the curve after baking,
 4: the curve of the molecular beam apparatus after baking.

図5-3 初期状態からの排気特性

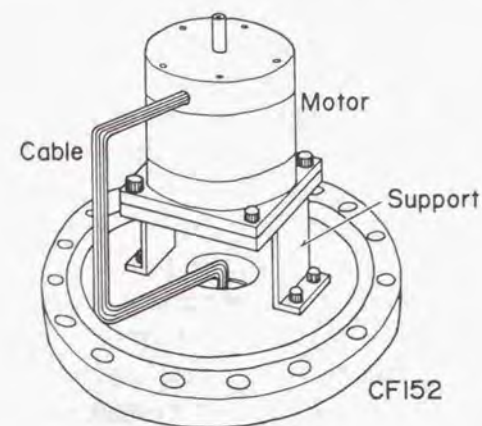


図5-4 真空層内部へのモータ取り付け

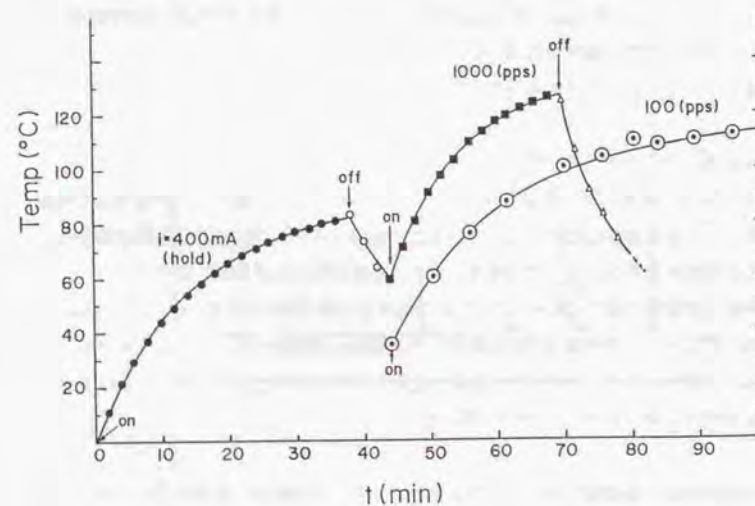


図5-5 駆動中の温度上昇

の結果図5-5に示すように、静止時では40分間で約80℃に達してほぼ飽和した。パルス電流を与えて実際にモーターを駆動すると温度はさらに上昇するが、1000 ppsの速度では120℃ぐらいの範囲でほぼ収まっている。100ppsでは温度上昇もやや小さく、飽和温度も幾分低い。位置制御などにおいては、このような長時間の連続駆動では稀であり、温度に関しても実用に耐えると判断できる。大気中での定格電流よりも許容電流が下がるため、トルクは2kgcmまでしか得られない。

次に装置をベーキングしてテストを行った。ベーキングはシースヒーターとリボンヒーターを使って簡便に行っているため温度は一様でない。200℃に加熱するには取付け方法を改善する必要があったため、ベーキング温度を120℃で行い、この条件で約15時間ベーキングした。その後の排気曲線が図5-3の曲線3である。このときに補助ポンプであるイオンポンプ(60 l/s)も作動させている。この装置の通常の到達真空度 5×10^{-7} Paに容易に達している。図5-6(a)にこのときの残留ガスマスペクトルを示す。この結果から残留ガスとして H_2 , CH_4 , H_2O , CO , CO_2 が主成分であり、 C_2 , C_3 , C_4 , C_5 の炭化水素グループも若干存在することがわかる。 O_2 も若干認められるが、これに関しては装置のリークも考えられはつきりしない。マスレンジ150までにおいて、異常なマスペクトルは超高真空に達しても観測されない。図5-6(b)は1000pps (8 rps)でモータを約20分間連続回転して真空度が 1.3×10^{-6} Paに劣化した時に得たマスペクトルである。図(a)の場合に比べて H_2O , CO , CO_2 の増加が認められる。このときのモータの温度は約160℃であった。

さらに超高真空中でのテストを行うために、ターボ分子ポンプ(280 l/s)と補助イオンポンプ(320 l/s)を排気系にもつ到達真空度 3×10^{-8} Paの超高真空装置にモータを移して実験を行った。モータを装着した場合としない場合の装置ベーキング後の排気曲線を図5-7に示す。この結果から、モータの有無により、排気にほとんど影響しないことがわかる。実際に駆動した場合、図5-8に示すような圧力上昇(実線)と温度上昇(破線)が観測された。圧力計はスード型電離真空計を使用した。10ppsの駆動では2分間の連続運転後も 2.4×10^{-8} Paの圧力上昇しか認められなかったが、100ppsでは 2.3×10^{-8} Pa、1000ppsでは 1.6×10^{-7} Paと約1桁ずつ圧力が上昇した。

モータを停止すると真空度は速やかに回復するが、モータの温度の変化はこれに比べて遥かに緩やかであった。図5-9に、パルスレートと温度上昇・圧力の関係を測定した結果を示す。圧力上昇とパルス速度(回転数)とはほぼ比例関係にあるが、温度上昇はパルス速度比

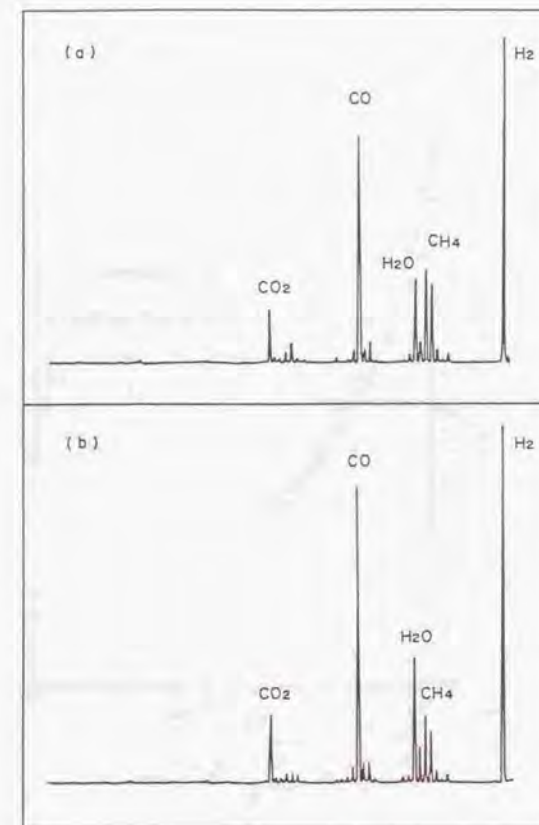


図5-6 残留ガスのマスペクトル測定結果

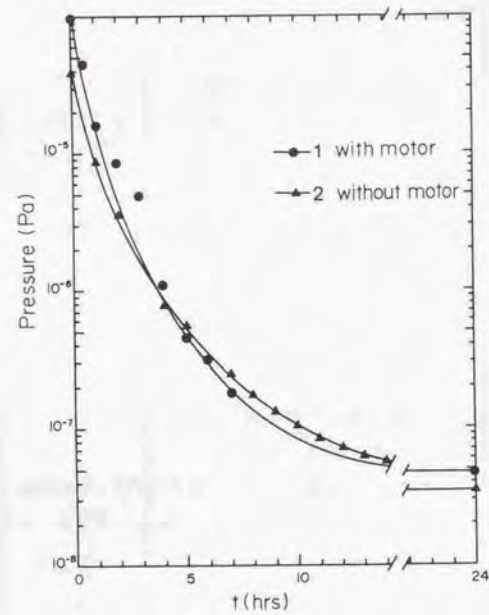


図5-7 モータの有無による排気特性

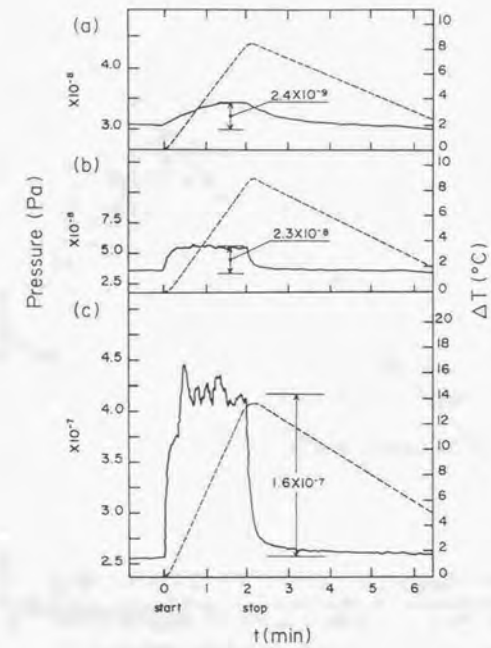


図5-8 モータ駆動時の圧力と温度上昇

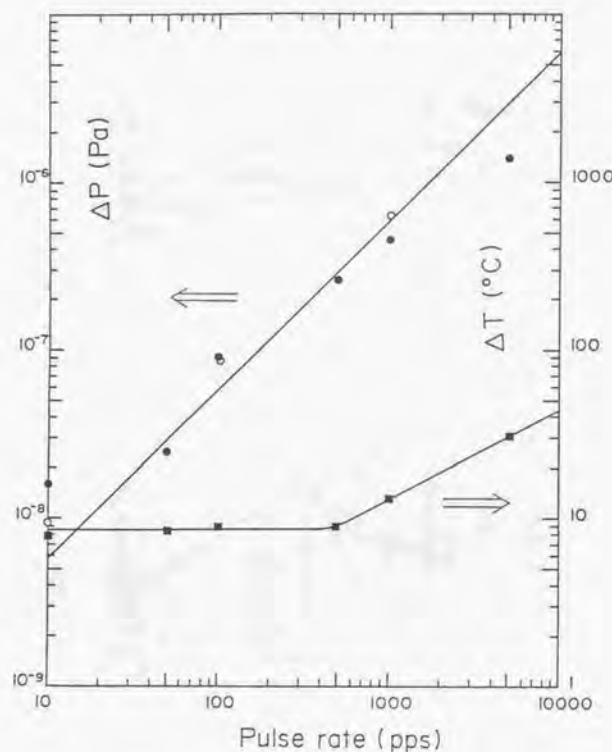


図5-9 パルスレートに対する圧力と温度上昇

例えずに低パルス速度では殆んど一定であり、あるパルス速度を超えると急速に増える。以上のことから、モータの回転によるガス放出はベアリングの運動によって起ると考えられ、図5-9の高速回転(C)の場合、圧力の激しい変動がみられこともベアリングの運動起因説を裏付けている。

5・2・3 放出ガス分析

5・2・2でも一部ふれたが、超高真空下での使用で最も問題となる放出ガスについて駆動時を含めさらに詳細に検討する。モータを超高真空装置内に内蔵しても到達真空度にほとんど影響を与えないことを図5-7で示したが、放出ガスの分析を行った初期の全圧は 4.8×10^{-7} Paであった。図5-10はパルスレートをパラメータにモータ駆動時の圧力変化を示したものである。圧力は電離真空計の表示である。図から明らかなように、単位時間のガス放出量は、5・2・2で論じたようにパルスレートに比例している。また、1250ppsのときにみられるように、ベアリングのボール表面に局所的破損が起こったことを原因にすると考えられる圧力変化にこぶがときどき現れ、超高真空下での潤滑の問題を示している。

モータ駆動中のガス放出を主要な成分($m/e=2, 18, 28, 44$)ごとに、マスフィルターで調べた。 H_2 ($m/e=2$)の圧力変化は、図5-11に示すようにモータ駆動のon/offに対して速い応答を示すと共に、スパイク状の激しい圧力変動がみられる。これは、このガス放出がベアリングのボール接触によって起こることを意味している。しかも、ガス放出量が他の成分と比べて最も多い。

それに対して、 H_2O ($m/e=18$)では、図5-12に示すように残留ガス分圧に比べて圧力上昇は少なく、しかも実験開始時の圧力上昇の他に、駆動時間に比例したゆるやかな圧力上昇がみられる。この上昇の勾配は、パルスレートが高くなるほど急勾配になっている。これは、ベアリングのボール接触による放出ガスの他に、モータのコイル部分とその周辺の温度上昇によって放出された H_2O 成分が加わるためと考えられる。モータ駆動をoffにしても、圧力減少部分に尾を引くのもそのためである。また、モータ駆動時のスパイク状の圧力変動もかなり少ない。 $m/e=28$ のピークは、COおよび若干のリークからくる N_2 からなるが、ここでも圧力上昇分は残留ガス成分より少ない。また、駆動時のスパイク状の圧力変化も少ない。

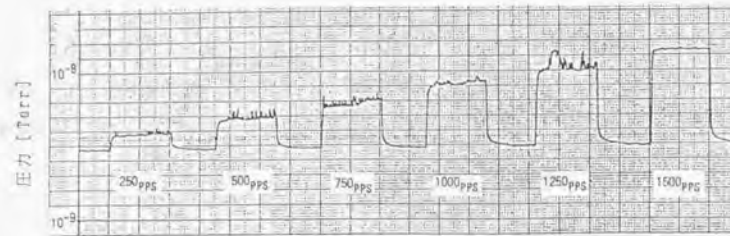
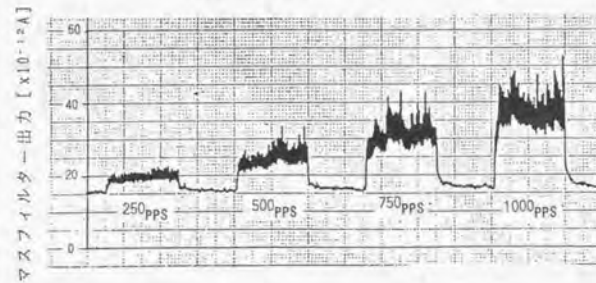
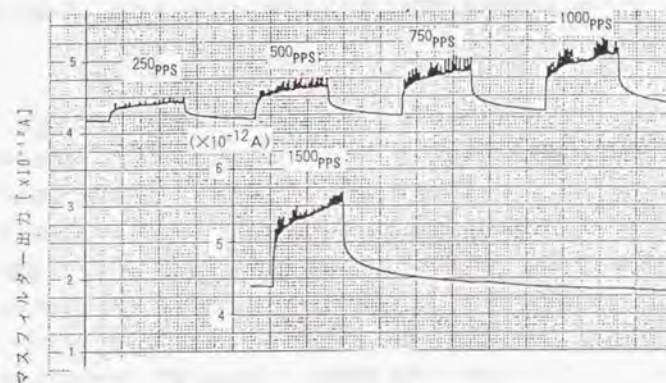


図5-10 駆動に伴う圧力変化

図5-11 駆動に伴うH₂分圧の変化図5-12 駆動に伴うH₂O分圧の変化

CO₂($m/e=44$)は、残留ガス分圧に比べて圧力上昇が著しい上に、H₂同様にスパイク状の圧力変動も多い。しかも、その変動はパルスレートの増加と共に増えることが観測される。これによって、CO₂はベアリングのボール接触によって金属内部から放出されるものとみられる。CO、N₂、CO₂の放出と関連して、興味のある振舞いをするのはC+($m/e=12$)とN+($m/e=14$)のピーク変動である。ここではC+は主としてCOおよびCO₂からのフラグメントであるが、残留ガスの時に比べて駆動時の圧力上昇が大きく、スパイク状の変化も頻繁なことから、CO₂からの寄与がかなり多いと考えられる。それに対して、N+のピークの増加分は、バックグラウンドに比べてきわめて少ない。このことからCOやN₂の残留ガス成分はベアリングの動きによるガス放出に余り寄与していないといえる。

図5-13には、H₂、H₂O、CO+N₂、CO₂の各ガスについて、測定時のバックグラウンド分

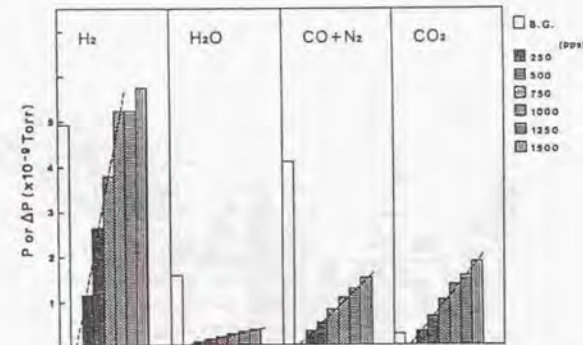


図5-13 残留ガス分圧とモータ駆動に伴う分圧変化

圧(B.G)と、パルスレートを250, 500, 750, 1000, 1250, 1500 ppsにして駆動したときの分圧上昇分を棒グラフで示した。

分圧上昇はパルスレートに比例しており、 H_2 , CO_2 , $CO+N_2$, H_2O の順に勾配が緩くなっている。このことから、1パルス当りのガス放出量 q_i を次式で表すことが出来る。

$$q_i(n) = \frac{P_i(n)S_i}{n} \quad \dots\dots\dots (5-1)$$

ここで、 n はパルスレート、 P_i は i 気体の分圧上昇分、 S_i は i 気体に対する装置の実効排気速度である。装置のコンダクタンスは N_2 に対して300l/s、 H_2 に対しては1100l/sと概算できる。 N_2 に対するポンプの実効排気速度を220l/s、 H_2 に対するそれを100l/sとすると、およそそのガスの放出量が計算できる。その結果、 H_2 の q は $5.2 \times 10^{-8} Pa \cdot l/s$ 、 $CO+N_2$ の q は $1.3 \times 10^{-8} Pa \cdot l/s$ である。 CO_2 の排気速度は不明であるが、 $CO+N_2$ のそれと大差はないと思われるので、 q はかなり小さいとみられる。

以上の結果から、大気圧中と比較し温度上昇が大きな問題として残るものの、 $10^{-7} Pa$ 程度の超高真空下でも異常なガス放出は発生せず、当初目的とした超高真空下で使用可能なステッピングモータの開発に成功したと結論する。

5・3 放射と発熱による使用限界の検討

5・3・1 真空中の熱放出実験

真空中では、モータの構成部材からの放出ガスが当初問題となることが予想されていたが、5・2節で論じたようにガス放出については開発に使用した材料で超高真空下でも十分実用に耐える特性をもっていることが明らかにできた。最大の問題は、真空中では対流冷却が期待出来ないことから、モータの損失による温度上昇である。本節において損失と温度上昇の関係を実験的に求めることにより使用限界を検討する。

本実験に使用したステッピングモータは、直径が約9cm、長さが約6cm(軸は含まず)のハイブリッド形で2相8極、モータの定格電流4.5A、ホールディングトルクは12.5kgcmのものを使用した。実験装置のブロックを図5-14に示す。モータ各相の電圧および電流を差動入力によりデジタルオシロスコープで測定する。求めたデータより消費電力を求め、各種波形処理をおこない、モータの銅損および鉄損を分離した。

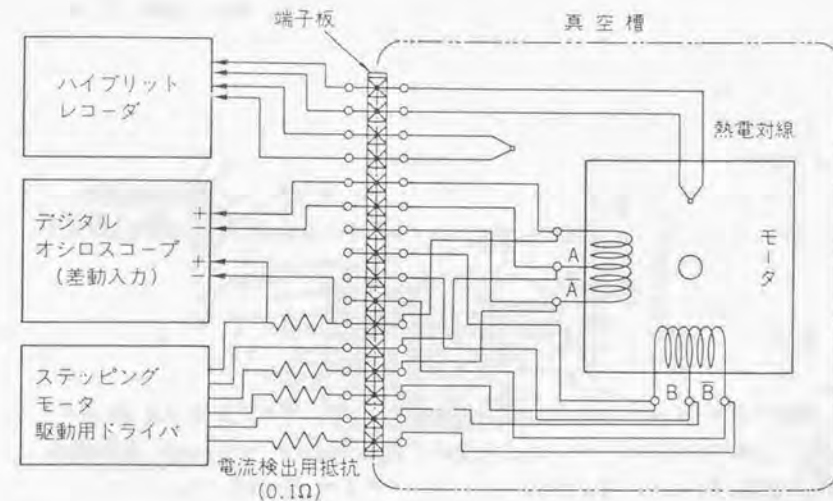


図 5-14 実験装置のブロック図

電流、電圧測定と同時にモータ温度をハイブリットレコーダを用い測定した。モータの温度の測定点は、モータの温度分布を求め、その位置に対し温度差がほとんどないことを確認した後、磁極の歯の中央の表面上の一点を選んだ。温度センサーはモータの温度場や磁場の乱れを極力小さくするため、直径0.15cmの熱電対線を用いた。熱平衡時のモータ温度 T_M および雰囲気温度 T_R を測定し、その差 $T_M - T_R$ を温度上昇値とした。用いたモータの熱放射率はその構成がアルミ、ステンレスでありかつ、金属色そのままの部分では0.1～0.2、またカバーであるアルミ黒色塗装部では0.8であり、平均的には0.4～0.5程度である。

なお、モータの対流冷却について調べるため、モータは真空槽内で宙ぶり状態とし、支持体を通しての熱伝導を排除した。真空槽は内径30cm、高さ40cm程の容器であり、実験モータは真空槽のほぼ中央に設置した。雰囲気温度測定点は真空槽内のモータとほぼ同一の高さの位置である。また、実験モータは温度上昇、消費電力に対して、予備実験の結果ほとんど固体差がないことを確認した。

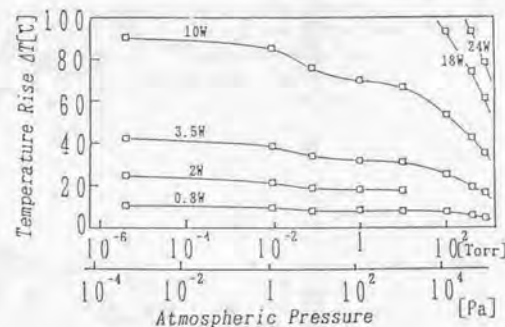


図5-15 温度上昇と圧力の関係

ステッピングモータに直流電流を与え銅損のみの(ホールディング時)場合の各圧力下における温度上昇を図5-15に示す。パラメータを入力電力とし、0.8Wから定格の24Wまで測定した。

同図より、圧力の低下にともない温度上昇 ΔT の増加が見られる。例えば最小入力電流0.8Wについては大気中(760Torr)における温度上昇は4.6℃であるが、 5×10^{-6} Torrにおいては、10.2℃となり、約2.2倍の温度上昇となった。励磁電流の増加にともない、真空中での温度上昇は増加し、10Wで大気圧中の2.5倍、90℃の温度上昇となった。18、24Wについてはそれぞれ、100Torrおよび380Torr下では、圧力が大気圧から低下するに従い、温度上昇は増加し、 $10^{-6} \sim 10^{-4}$ Torrでは飽和状態となった。

熱伝導による放熱を排除した本実験の場合、モータの熱は、対流冷却および放射冷却により放熱される。雰囲気圧力に対し、対流冷却は変動するが、放射冷却は一定である。したがって、同図は 10^{-6} Torr以下のみがおこなわれることを示している。本実験では、真空中にて対流冷却がおこなわれなくなるとモータの温度上昇は大気圧中の2～3倍になった。なお、 $0.1 \sim 10$ Torrでの一時的飽和はこの領域での流体の流れの違いによると思われる。

5・3・2 発熱に実験式

以上の各圧力下での温度上昇は入力電力、すなわち、消費電力に依存するはずである。そこで、モータの消費電力と温度上昇の関係を対数処理して図5-16に示す。パラメータは、雰囲気圧力で $5 \times 10^{-7} \sim 760$ Torrの9種類の圧力で実験した。同図において、各特性はほぼ平行移動の関係にあり、その傾きは全特性に対し、0.85に近い値となった。したがって、各圧力に対するモータの消費電力 P と温度上昇 T の関係は実験式として次式により表現できる。

$$T = K P^{0.85} \quad \dots \dots \dots (5-2)$$

K は雰囲気圧力、つまりモータの冷却状態により変動する温度上昇の大小を示す係数と考えられる。参考までに、大気圧中における係数 K は5.5、 10^{-6} Torrでは12である。したがって 10^{-6} Torrの圧力下においては大気圧の約2.2倍の温度上昇となる。各圧力に対する詳しい K の変化については後述する。

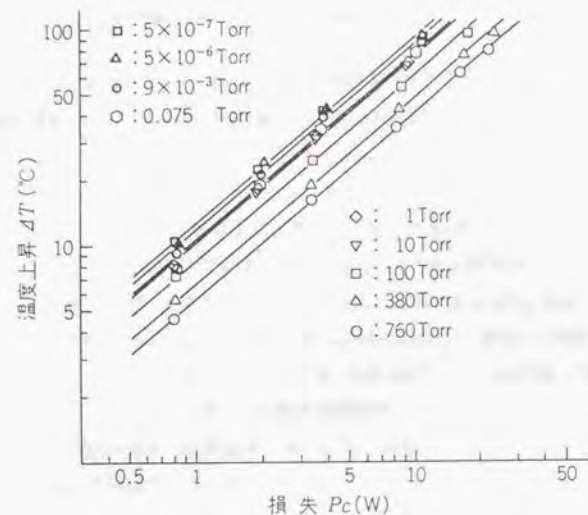


図 5-16 圧力による温度上昇の関係

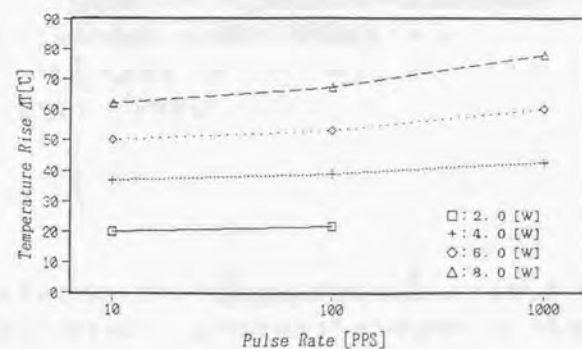


図 5-17 モータ駆動時の温度上昇の関係

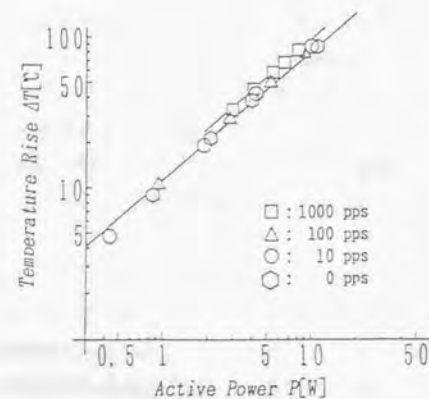


図 5-18 実効損失と温度上昇の関係

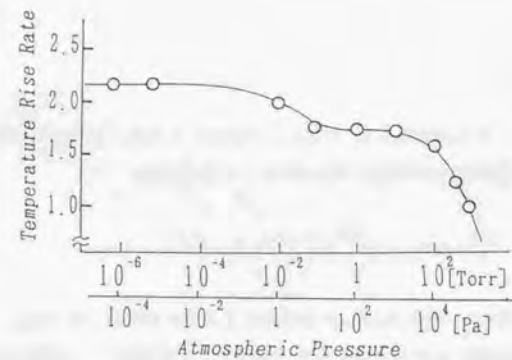


図 5-19 圧力に対する比例定数 K の特性

次に駆動時、すなわち銅損に加えて鉄損を含む場合の消費電力を求め、その時の温度上昇について検討を行う。各消費電力における、モータ回転速度に対する温度上昇の関係を図5-17に示す。なお、雰囲気圧力は 3.5×10^{-6} Torrである。モータを回転させた場合においても、同一消費電力に対しては温度上昇は一定となるはずである。しかし、同図においては、パルスレートの増加にともない温度上昇は、緩やかに増加している。また、消費電力の値の増加に対して、この直線の傾きは増加傾向となっている。このことは、パルスレートの増加によって、全発熱量に対する鉄損の発熱割合が増加し、モータの温度分布が変化したためと考えられる。

前節で示された、消費電力と温度上昇の関係を明かとするため、各回転数における消費電力と温度上昇の関係を図5-18に示す。同図においても(5-2)式の関係は変わらないことが示される。つまり、同特性は直線で示され、その傾きはほぼ0.85である。なお、1000ppsの特性は他の特性より上方へずれていが、その変動は僅かであり、ほとんど同一とみなせる範囲である。この原因は、銅損および鉄損の発熱位置の相違として考えられる。銅損の発熱源はモータのコイルであるが、鉄損はロータやステータの磁極から発熱する。つまり、本実験では、特に1000ppsにおいて鉄損が急激に増加したため、図5-14に示される温度測定点に対し、差異が生じたものと考えている。

以上より、モータ速度が変化しても消費電力と温度上昇の関係は一定であり、同一消費電力の場合、(5-2)式により表され、また、モータの温度上昇は係数Kのみにより決定されることがわかった。

本実験系でのモータの冷却現象は、対流および放射によりおこなわれている。よって、本実験領域における放熱量 q の理論式は次式のように表される。

$$q = s\{\sigma\epsilon(T_M^4 - T_R^4) + h(T_M - T_R)^{1.25}\} \quad \dots\dots\dots (5-3)$$

上式の第1項は、Stefan-Boltzmannの放射則による放射放熱量、第2項は、L. Lorenzらの研究による空気伝導の対流放熱量を表す。 s はモータの表面積で、本実験では 0.033cm^2 である。 σ はStefan-Boltzmann定数、 ϵ は放射係数で本実験の場合、平均的に約0.45と考えられる。 h は空気の比熱、熱伝導率、粘性係数等により変化する係数である。

放熱が放射冷却のみの真空中では、 $h=0$ となりモータの放熱量は第1項のみで表される。この場合、高真空領域における(5-3)式は、実験をおこなった温度範囲では、近似的に(5-2)式により表される。一方、対流冷却が存在する圧力領域では、第2項の係数 h が圧力により変化する。(5-3)式の第2項は、対流による放熱量は温度差の1.25乗に比例することを示している。つまり、本実験の場合、温度上昇は消費電力の0.8乗に比例することを示す。以上のことから、本実験の範囲において(5-3)式はほぼ(5-2)式で近似されることがわかる。

最後に、本実験における雰囲気圧力に対する熱の温度上昇の変化について述べる。大気圧を1とした場合の温度上昇の変化を図5-19に示す。圧力の低下にともない温度は増加し、一時 $10 \sim 0.1$ Torrにて飽和傾向を示す。さらに圧力が下がると温度は再び増加し、 10^{-6} Torr以下にて一定の傾向を示す。大気中での温度上昇に対し、 $0.1 \sim 10$ Torrの低真空中においては1.7倍の温度上昇となり、 5×10^{-7} Torrの高真空中においては2.2倍の温度上昇となった。

5・4 結言

ステッピングモータは様々な位置決め用途に利用されていることは第1章で論じた通りであるが、産業用としては半導体の製造装置へ多く利用されていた。従来は、真空装置の外部にアクチュエータを配置していたため、装置が大形となりまたカップリングを介して駆動していたため高性能化の妨げになっていた。このため真空装置内でも駆動できるアクチュエータの開発が産業界で強く望まれていた。こういった状況から筆者はオープンループ駆動が行えるためモータの構造がシンプルであるステッピングモータが真空中におけるアクチュエータとして最適と考え 10^{-7} Pa 程度の超高真空中でも使用可能なステッピングモータの開発を行った。

超高真空チャンバでの排気試験の結果、装置自身の真空到達度である 5×10^{-7} Pa まで到達可能であることが確認された。さらに駆動を行った場合の排気特性の測定結果から真空装置に悪影響をあたえる異常なガス放出はなく、回転数に比例して真空度が悪化するだけであり十分実用に耐えうるステッピングモータの開発に成功した。この結果は、日本真空協会から技術賞が与えられ、学会からも評価されている。また、真空中でのガス放出がどのような挙動を示すかは、重要な関心事であり実際の駆動によって発生するベアリングの固体潤滑の影響によるガス放出は、今後のこの分野の開発テーマに示唆を与えることができた。

真空中では空気の対流による放熱が期待出来ないことから、温度上昇によりモータ定格が著しく疎外される。この点に関しても、有用な実験データは公表されていなかった。実際に圧力をパラメータに損失に対する温度上昇を測定することにより、圧力によらず損失の0.85乗に温度上昇が比例するという実験式を与えることが出来た。この結果は Stefan-Boltzmann の放射則とも一致することを示した。したがって、比例定数を示すことが出来れば温度上昇を概算することができ、今後真空装置で発熱対策を行うための重要な定数となるものと考えている。

参考文献

- 1.) 百目鬼：真空用モータ技術，機械設計，第34巻，第17号，p134～p138（1990年12月）
- 2.) 代表研究者 楠；平成元・2年度科学研究費補助金研究成果報告書，（平3年3月）
- 3.) 例えば，固体潤滑ボールベアリングカタログ 光洋精工
- 4.) 楠，百目鬼 他；超高真空用ステッピングモータの開発，真空，第30巻，第7号 p21～p25（1987年7月）
- 5.) H.Domeki, H.Satomi, I.Kusunoki; Characteristics of UHV stepping motors, Review of scientific instrument, Vol.63, No.8, p3913～p3917 (1992)
- 6.) 岩田，百目鬼 他；真空中におけるステッピングモータの熱放散に関する一考察，真空，第33巻，第3号 p225～p228（1990年3月）

第6章

円筒状リニアパルスモータの開発

● 小目次

6・1 緒言.....201

6・2 従来形CLPMの構造と問題点.....201

6・3 新構造CLPM.....203

6・3・1 CLPMの構造と動作原理.....203

6・3・2 発生推力解析.....206

6・4 試作機基礎特性.....208

6・4・1 試作機緒元.....208

6・4・2 基礎特性.....209

6・5 結言.....214

本章の参考文献.....215

第6章 円筒状リニアパルスモータの開発

6・1 緒言

位置決め機能を要求するモータの応用では、回転運動をボールねじやタイミングベルトなどの機構により直線運動に変換して使われる例が多く、機械的変換機構を必要とせず直接駆動できるリニアモータに関する研究が盛んに行われている。第1章で論じたように、ステッピングモータはオープンループで位置決め制御を行えるという特徴から、小形制御用モータの一翼を担うまで発展している。ステッピングモータをリニア化したモータであるリニアパルスモータ(以降本論文では、LPMと略称する)が、小容量の分野の実用化に向け開発が活発に行われている。しかし、回転型同様VR形、PM形、ハイブリッド形の3種に対しさまざまな形態のLPMが提案されてる現状であり、要求機能に見合う構造のLPMを開発している段階と考える。

なかでもハイブリッド形は、誘導子による多極化が可能であるため、入力/推力比が大きく1ステップ量を小さく出来る利点を有しており、精密位置決めを要求する小容量の分野に適し実用例も多い。しかし、回転形のように相数による特性改善や磁気回路の構成法に関する検討は十分ではなく、改良の余地があるように見かけられる。特にLPMの構造としては、一般リニアモータ同様平面对抗構造が主に研究され、一部で円筒構造が検討されているだけである。前者の構造は、リニアモータ一般に言われる推力に比較し垂直力が大きく、支持機構の設計に注意を払う必要がある²⁾。他方後者については、垂直力を円周方向でキャンセルする構造が可能であるという大きな特徴を持つ。しかも、エアーシリンダなど空圧機器の制御性能向上のための電気サーボへの代替を可能とするなど、自動化省力化機器を中心に産業分野への広い応用用途が期待でき、リニアアクチュエータとして有望な構造の一つと考えられる。

円筒状LPM(以降CLPMと略称する)の磁気回路は、基本的に電機子起磁力を一般モータ同様円周方向に構成するか、軸方向に構成するかで分類できる。前者の構造は、VR形で提案されているだけで³⁾、PM形・ハイブリッド形は後者の構成のみが実用化されており、2相構造しかとりえず、さらに推力不均一の問題などの欠点を有している⁴⁾。円周方向に電機子起磁力を配置することで、多相化が可能となり5相ステッピングモータと同様制御性に

優れた CLPM を構成することが可能となる。

本章でははじめに、従来提案される CLPM の問題点を明確にし、磁気回路構成を改善した CLPM の提案を行う。試作した 5 相 CLPM の基礎特性を検討することにより、5 相ステッピングモータと同様の動特性を得ることが期待出来ることを示す。

6・2 従来形 CLPM の構造と問題点³⁾

従来形 CLPM は、図 6-1 に示すような構造となっている。固定子は誘導子を持つ 4 つの極とトロイダル状に巻かれた 2 つの coils、リング状の永久磁石により構成される。各固定子磁極の誘導子は、移動子小歯に対し 1/4 ピッチずつずれて配置されている。

永久磁石を挟んで前側、後ろ側でそれぞれ 1 つの相を構成し、見かけ上 2 相ハイブリッド形ステッピングモータをリニア形に展開した構造となっている。しかしこの構造は、モータ設計上基本的な問題を持つように見かけられる。すなわち、電機子コイルを配置するスペースが誘導子、ヨークにより制限され、極当たりのアンペア導体数を高く取れない。高

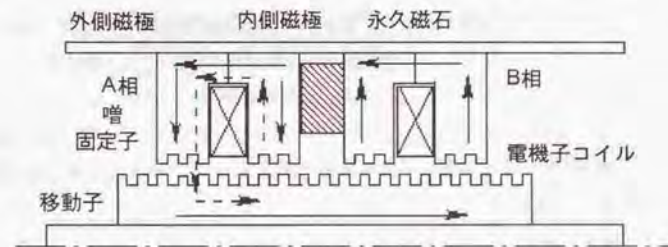


図 6-1 従来形 CLPM の構造

トルクを実現しようとした場合、軸方向に長く固定子を構成する必要がある。さらに磁気回路も以下の欠点を持っている。

図 6-1 の CLPM の永久磁石についての磁気等価回路は、平板上 LPM と同様に考えられ²⁾、図 6-2 に表すことができる。ここで、ギャップ磁気抵抗 R_g 、固定子ヨーク磁気抵抗 R_{s1} 、移動子ヨーク磁気抵抗 R_{m1} 、永久磁石磁気抵抗 R_p 、磁極ティース部磁気抵抗 R_t である。永久磁石から出る A 相内側極の磁束 ϕ_{p2} と、A 相外側極束 ϕ_{p1} はそれぞれ次式となる。

$$\Phi_{p1} = \Phi_p \frac{R_{g2} + R_{t2}}{R_{g1} + R_{t1} + R_{M4} + R_{S4} + R_{g2} + R_{t2}} \quad \dots \dots \dots (6-1)$$

$$\Phi_{p2} = \Phi_p \frac{R_{g1} + R_{t1} + R_{M4} + R_{S4}}{R_{g1} + R_{t1} + R_{M4} + R_{S4} + R_{g2} + R_{t2}} \quad \dots \dots \dots (6-2)$$

この結果から、内側、外側磁極では、移動子固定子のヨーク部磁気抵抗のあるなしにより、磁束に不均一を発生することがわかる。したがって、推力も励磁相によって同一とならず、駆動特性に悪影響を与えることが予想される。

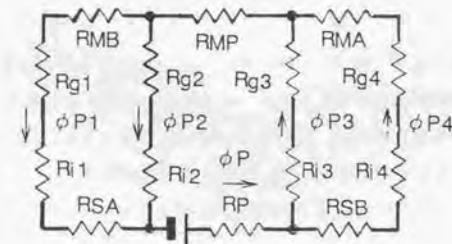


図 6-2 磁気等価回路

6・3 新構造 CLPM

6・3・1 CLPM の構造と動作原理

永久磁石を使用したりニアモータの磁気回路の構成法は、界磁磁束と電機子磁束の磁路を平行にするか、直行させるかの二通りが考えられる。円筒形ニアモータでは、コイルの構成を簡単にするため前者の磁気回路とするのが一般である。この場合前章でも示したごとく、構成上励磁相ごとの界磁磁石との鎖交磁束が同一とならない欠点がある。本章で、後者の磁気回路構成を実現する、新しい構造のCLPMを提案する。

提案するCLPMの基本構造を、5相10スロット機を例にして図6-3に示す。軸に平行な断面図(a)に示すよう、移動子は軸方向に永久磁石を挟んでA部、B部が誘導子1/2ピッチずれて配置され、永久磁石による磁束は軸方向を通る。提案するCLPMの特徴は、軸に垂直な断面図(b)に示すように、固定子にある。基本的な考え方は、軸方向で相の分割を行うのではなく、周方向を一般回転機同様多極に分割し、各磁極に集中巻線を施し相を構成することにある。

この構造は、電機子磁路が周方向となり、周方向の磁極数により相数が決定されるため、多相化が容易であるという特徴を持つ。ステッピングモータでは周方向に誘導子を配置するのにに対し、CLPMでは軸方向に誘導子を設けることに違いがあり、具体的には以下のよう幾何学配置とすればよい。

周知のように誘導子を持つ機器の1電気角 2π は、移動子1歯ピッチ τ となる。極ピッチを何分割するかで機器の相数が決定され、 m 相機は、 τ/m の位相差をもって各相を配置すれば良い。図6-4は、固定子、移動子を軸に平行な面で水平に展開した図である。紙面上下が移動方向、左右が周方向となる。板厚 t_0 の磁性材料を打ち抜き加工したものを基本部材として積層することで、固定子、移動子を構成することを考える。

同図でハッチングのある部分が誘導子歯部分を示し、2枚積層して1歯幅となる。両者ととも5枚の積層で1極ピッチが構成され、各相は積厚2枚の位相差をもって配置されている。したがって、各相は $2\pi/5$ の位相差を持ち、一相励磁での動作は、A相励磁で同図で示す位置で静止、次にD相を励磁して $\tau/10$ ピッチ歩進する。したがって、基本ステップ量

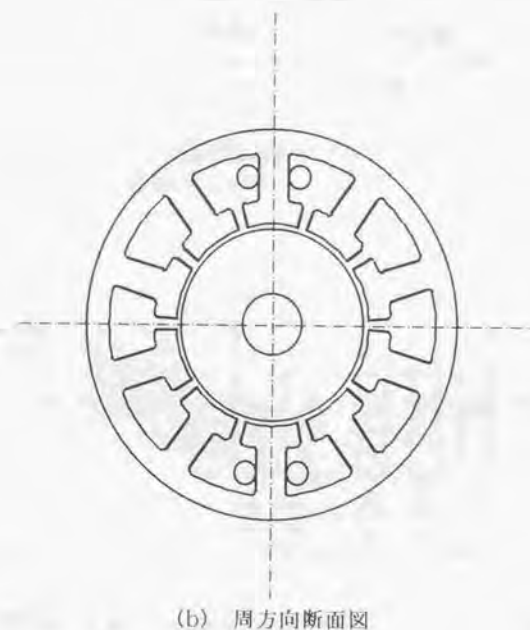
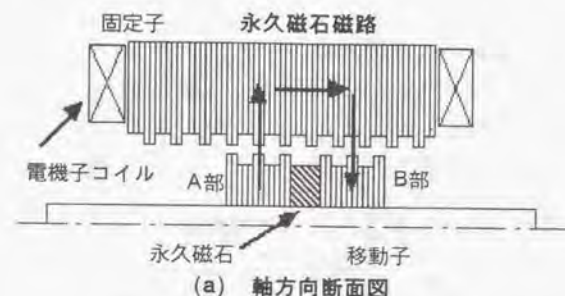


図6-3 新構造 CLPM の基本構成

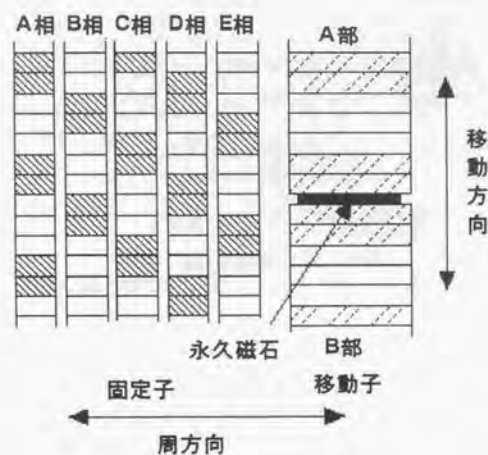


図 6-4 磁極配置説明図

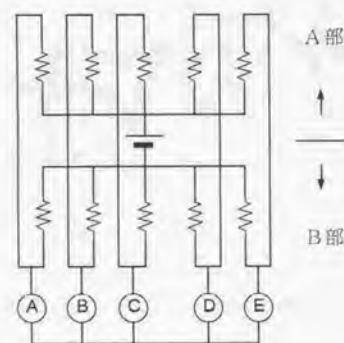


図 6-5 磁気等価回路

は10の板厚を積層した場合、その1/2となる。

6・3・2 発生推力解析

本機の静推力発生機構は以下のように説明できる。永久磁石による磁束は、A部から固定子軸方向を通りB部へ至る経路となる。漏れ磁束や飽和の影響を考慮せず、パーミアンスをギャップパーミアンスで代表させ議論を進める。図4のように、A相と移動子磁軸が一致した場合を変位 $x=0$ としてA部ギャップパーミアンスを、平均パーミアンス P_g 、 k 次高調波係数 v_k としてフーリエ級数で表現する。

$$P_g = P_m \left(1 + \sum v_k \cos(2\pi kx/\tau) \right) \quad \dots \dots \dots (6-3)$$

各相ギャップに加わる永久磁石起磁力は、固定子が円周上均一に配置されることから同一となり、A相のA部、B部ギャップ磁束はそれぞれ次式となる。

$$\Phi_{Aa} = P_m \left(1 + \sum v_k \cos(2\pi kx/\tau) \right) U \quad \dots \dots \dots (6-4)$$

$$\Phi_{Ab} = P_m \left(1 + \sum v_k \cos k(2\pi x/\tau - \pi) \right) U \quad \dots \dots \dots (6-5)$$

A部、B部で電気角 π の位相差があることから、磁束の直流成分および k 偶数の高調波成分はA部、B部で打ち消し合い、巻線と鎖交する成分とならない。偶数調波成分は、リラクタンス力やディテント力の発生と関係する。

結局、 k 奇数の奇数次調波成分のみが巻線と鎖交する成分となり、巻線と鎖交する有効磁束 ψ_A は、一相巻数を N として次式となる。

$$\psi_A = \Phi_{Aa} + \Phi_{Ab} = 2P_m NU \sum_{k=1}^{2n+1} v_k \cos 2k\pi x/\tau \quad \dots \dots \dots (6-6)$$

1番目の相に発生する推力は $F_1 = \partial \psi / \partial x$ より、 $\phi_m = 2P_m NU v_1$ 、奇数次 k 次高調波磁束係数を k_k として、次式となる。

$$F_i = \Phi_m \sum_{k=1}^{2n+1} k_i \sin(k(2\pi x/\tau - (2(i-1)\pi/5))) \quad (6-7)$$

合成推力は、各相発生推力の和として表現される。

$$F_t = \sum_{i=1}^5 F_i \quad (6-8)$$

以上により提案するCLPMは、永久磁石を基準に漏れ磁束を考慮しない磁気等価回路として図5で示すことができ、回転形5相ステッピングモータと同様の取り扱いが出来る。

相数が周方向を何分割するかで決定されるため、理論上任意の相数のCLPMを構成できる。一般に m 相機を構成するためには、電機子磁極数を mk 整数倍とし、板厚 t_0 の基本鉄板を使用した場合1極ピッチは mt_0 となる。相数による構成条件は、表6-1となる。歯幅/極ピッチ比から見れば、5相機が0.4となり、誘導子を持つ機器の最大トルクを与える条件をほぼ満足することがわかる。

また基本ステップ量は、 $mt_0/2t_0=t_0/2$ となって相数によらず一定となる。ただし、奇数スロットで励磁相を構成すると周方向磁気吸引力がバランスしないため、偶数倍のスロット数とする必要がある。この場合、図6-3からA部、B部とも吸引反発力が周方向逆向きに働くため、周方向でキャンセル出来る。

表1 相数と誘導子小歯の関係

Table 1 Relationship between phase number and inductor teeth

相数	k	スロット数	極ピッチ	歯幅	歯幅/極ピッチ
2	2	4	$2t_0$	t_0	0.5
	4	8	$2t_0$	t_0	0.5
3	1	3	$3t_0$	t_0	1/3
	2	6	$3t_0$	t_0	1/3
5	1	5	$5t_0$	$2t_0$	0.4
	2	10	$5t_0$	$2t_0$	0.4

6・4 試作機試験結果

6・4・1 試作機緒言

提案したCLPM固定子は、誘導子を軸方向に形成するため、積層する磁性鋼板を相数分用意しておのおのを順次積み重ねる必要があり、製造上の欠点となるように見える。しかし、基本部材を回転して積層すると、1枚の抜き板のみで固定子が製造可能となり、実用上は生産性の面からも優れた構造とすることが出来る。

図6-3で示した5相10スロットCLPMで考えることとし、(a)図においてA、D相ティース部で小歯を形成し、C相、B相、E相ティース部で歯底を形成する抜き板を基本部材とする。同図を反時計方向72度回転すると、E相がA相と重なり2枚積層されて誘導子歯を形成出来る。つまり、この鉄板を機械角72度ずつ回転して積層することで、図4に示す位相で固定子を制作することが可能となる。この方法は鉄板を回して積層するため、板厚の偏差を吸収する効果が期待出来、寸法精度の面からも利点がある。

上記製造方法により、板厚0.5mmの電磁鋼板を基本部材とし、表2に示す仕様により試

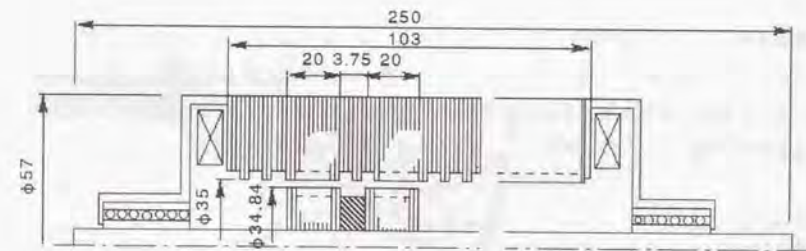


図6-6 試作機の構造図

表2 試作機の緒元

Table 2 Specification of tested motor

項目	数値
ピッチ	2.5 [mm]
歯 幅	1.0 [mm]
溝 幅	1.5 [mm]
溝の深さ	0.75 [mm]
ギャップ	0.08 [mm]
支持方法	リニアベアリング
相数	5相10極
電機子抵抗	2.8 [Ω /phase]
定格励磁電流	0.7 [A/phase]
永久磁石	SmCo
ストローク	50 [mm]
ステップ量	0.25 [mm]

試験機を試作した。支持機構として、回転方向の固定も含めリニアベアリングにより行った。ストロークは50mm、1ステップ量0.25mmである。その構造を基本寸法とともに図6-6に示す。誘導子磁極数は、移動子で8極構成となっている。また、1相102turnの巻線が施されている。

6・4・2 基礎特性

LPMの特性で最も基本と考えられる静推力について検討する。測定は、推力を圧力センサ、変位を最小分解能0.001mmのマグネスケールにより行った。安定した負荷をかけるため、ステッピングモータとボールネジの組み合わせでCLPMに外力を加え、その変位に対する推力をレコーダに記録することで静推力の測定を行った。

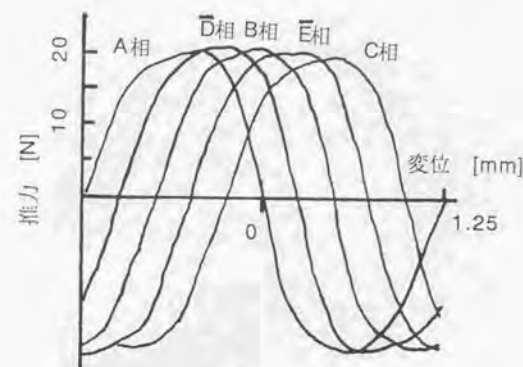


図6-7 変位推力特性(1相励磁方式)

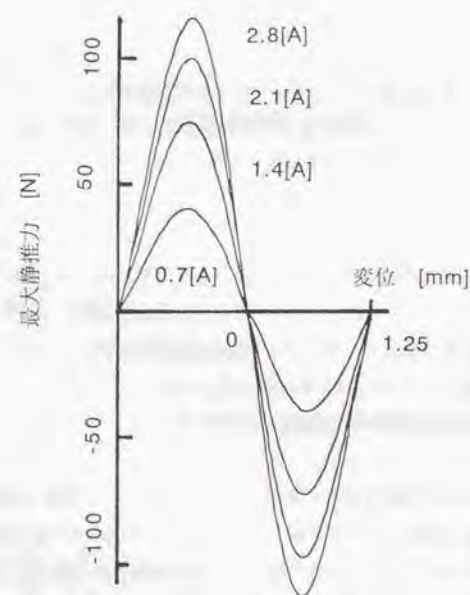


図6-8 変位推力特性(5相励磁方式)

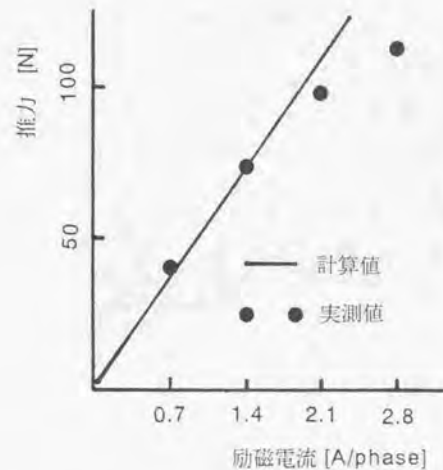


図6-9 最大推力特性

一相励磁方式による、定格電流時、A相、 \overline{D} 相、B相、 \overline{E} 相、C相、各相の変位-推力特性の測定結果を、位相を含めて重ね合わせて図6-7に示す。

各相推力は0.25mmづつずれて分布し、 $\pi/10$ の位相差を持っていることが判る。また若干の奇数次高調波成分を含むものの、各励磁相ごとの推力の大きさは良くバランスし、前章で述べたように磁気回路が均一に構成出来ていることを裏付けている。

最大トルクを与える5相励磁方式で、電流をパラメータとした同様の測定結果を図6-8に、この結果による最大静推力特性を図9に示す。5相励磁方式の変位推力特性は、一相励磁方式で見られたトルクリブルが合成されほぼキャンセルされるため、正弦波状に分布している。最大静推力特性は、定格電流の1.5倍まではほぼ線形の特徴を示し、磁気飽和の影響は見られない。この結果より、試作機の定格時最大静止推力は、75[N]となっている。ディ

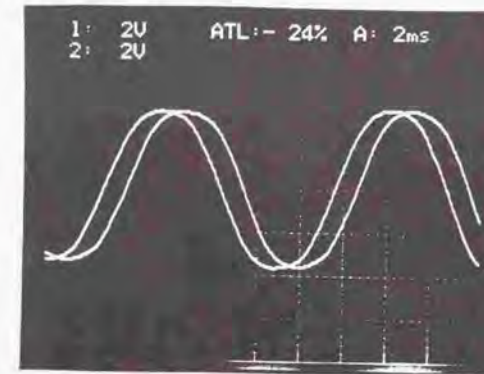


図6-10 誘導起電力測定波形

テント推力は、ギャップが、0.08mmであるにもかかわらず、0.2[N]と比較的小さくすることができることを確認出来た。

ステッピングモータと同様永久磁石を使用したLPMの発生推力は、前節でも示したように永久磁石と電機子電流の相互作用によっており、いわゆるBIL則によって(6-6)式から算定できる。ところで、有効鎖交磁束数は周知のように無負荷誘起起電圧と次の関係がある。

$$E_i = - d\psi_i / dt \quad \dots \dots \dots (6-9)$$

図6-10に、A相D相の誘起起電圧測定波形を示す。2つの波形は、 $\pi/10$ の位相差をもって同一波形で分布し、鎖交磁束数が相によらないことを示している。誘起起電圧の調波分析をした結果、3次、5次の高調波成分を含み以下になった。

基本波成分最大値3.88[V]、3次高調波成分6.2%、5次高調波成分0.8%となった。測定した平均速度が234.38mm/secであったことから、(6-9)式、(6-6)式、(6-7)式より試作機1相の発生推力は次式となる。ここで、 k 奇数、 $k_1=1, k_3=0.0629, k_5=-0.008$ である。

$$F_i = 16.55i \sum_{k=1}^5 k_i \sin(k(2\pi/\tau - (2(i-1)\pi/5))) \quad [N] \quad \dots \dots \dots (6-10)$$

一相定格電流1.4[A]とした一相励磁方式の最大推力算定値は、22.2[N]となり、図6-7の変

位静推力特性の分布が21[N]となることから、提案した構造は磁気回路をステッピングモータと全く同一の構成とし、推力発生もBil則に従うものとして算定出来ることが示せる。

5相励磁方式による合成推力は(6-8)式から、 $i_A=1$ 、 $i_B=1$ 、 $i_C=1$ 、 $i_D=-1$ 、 $i_E=-1$ とした場合、次式となり、空間磁束高調波成分がキャンセルされることがわかる。

$$F = \sum_{i=1}^5 F_i = 53.56 I \sin(2\pi\tau/\tau - 2\pi/5) \quad [\text{N}] \quad \dots\dots\dots (6-11)$$

この結果は、図6-8で示した結果とも一致し、多相化することで、高調波磁束成分による推力リップルが合成としてキャンセルされていることが、実験結果からも示されている。このため、定格推力の算定値は75[N]となり、図6-9に示すよう、基本波成分のみで最大推力を算定できる。

本機の動特性として、起動推力を測定した結果を、図6-11に示す。駆動回路は、24[V]の定電流チョッパ回路により行った。定電流制御がかかっている領域では、ほぼ一定の推力を発生し、最大動推力65[N]を得ている。これは、多相にすることにより推力リップルが低減されるため、ステップごとの平均推力が最大静止推力と近い値となっていることを示している。

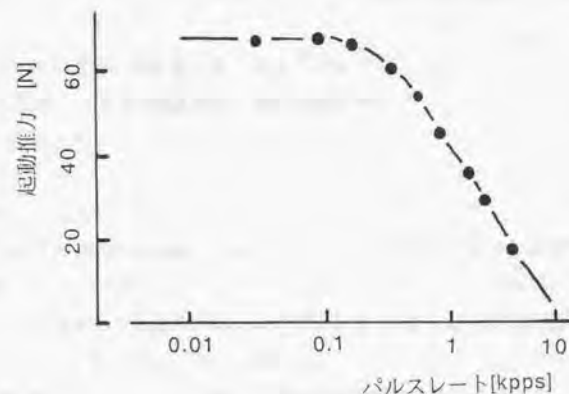


図6-11 自起動周波数推力特性

6・5 結言

磁気回路を検討することにより、従来機の問題を解決し、新構造のCLPMを提案した。すなわち、軸方向に巻線を配置し、円周方向で相の分割を行う構造を採用することで、永久磁石磁路を軸方向、電機子磁路を周方向とすることができ、従来のCLPMで問題となっていた磁束鎖交数の不均一を解決し、励磁相による推力分布の均一化を達成することが出来た。

5相10スロット構造により、提案したCLPMを試作し実験からも、均一な特性が得られることを確認した。具体的には、ステップ量0.25[mm]、ストローク50[mm]のCLPMを試作し、最大静推力75[N]、動推力65[N]が得られた。試作機は長ストロークを得るため、短移動子とし固定子に巻線が施されていることから、効率面からは不利な構造となっている。短いストロークで十分な例えばバルブの開閉などの用途では、移動子を多段に構成することで、さらなる高推力発生が可能である。移動子長で体積を計算した場合、体積当たりの発生推力は、0.676[N/mL]が得られ、比較的大推力を発生することが今回の試作より確認出来ている。

参考文献

- (1)山田、他：リニアモータハンドブック 工業調査会 (1986)
- (2)D.Ebihara, F.Satoh, H.Dohmeki "Characteristics of Two-Phase Eight-Pole Linear Pulse Motor by Using Micro-Step Drive"
IEEE Trans on Magnetics Vol.MAG-23, No.5, (1987)
- (3)R.J.A. Paul, A.F.Thomson Dynamic Performance of a linear herical reluctance stepping motor Proce. of Incremental motion control F1-16 (1975)
- (4)真田、武田、他：「円筒状ハイブリッドリニアパルスモータの推力不均一の改善法」
平3 電気学会全国大会 (1991)
- (5)百目鬼：「ステッピングモータの使い方」 工業調査会 (1993)
- (6)百目鬼：「五相ステッピングモータのマイクロステップ駆動法の新提案」
電気学会論文誌 D.112 巻8号 p.1203-1204 (1992)

第7章

結 論

● 小 目 次

7・1 本論文の結論	216
7・2 ステッピングモータ駆動システムの今後の展望	220
謝 辞	222

第7章 結論

7・1・1 本論文の結論

ステッピングモータは、オープンループで制御できるため駆動システムが安価にしかも高精度に位置決めがおこなえるという特徴からOA業界を中心とする産業分野に受け入れられ、小形モータ生産台数の10%を占めるまでに大量に生産されている。しかし、用途ごとに要求される特性を満足することを主眼にした開発が行われたため、ステッピングモータ駆動システムとして特性が十分把握されておらず、特にステッピングモータを多相化した場合については、客観的に相数により特性がどのように異なるかさえ明らかにしておらず、ステッピングモータ駆動システムの高性能化に際して根本的問題を持っていた。

本論文では、ステッピングモータ駆動システムを高性能化することを目的に、モータとしては高性能駆動に適応するトルクリプルの低減法を誘導子の設計から検討し、またドライブの面からは励磁方式が特性に与える影響、5相ステッピングモータに最適なマイクロステップ駆動法について検討した結果をまとめたものである。さらに、先端産業分野の高性能化の要求に答えるステッピングモータ駆動システムとして、超高真空ステッピングモータ・円筒状リニアハルスモータの開発について論じた。その研究内容を以下に述べる。

第2章では、ステッピングモータの標準機種として2相ステッピングモータの駆動システムにつき述べ、5相ステッピングモータ駆動システムの高性能化のための基礎的研究を行った。その結果として得られた成果とステッピングモータ駆動システムに与えた効果を以下に述べる。

(1) 成果

- 1) 代表的2相ステッピングモータに関し、ギャップパーミアンスに基づきトルク発生機構を明確にすると共に、2次元有限要素法によりそれを解析することにより、誘導子の設計指針を与えた。
- 2) ギャップパーミアンスを基本に、等価回路定数をもとめ、トルク方程式、電気回路方程式までを理論的に導き、ステッピングモータの基礎方程式の設計定数からの導出法を確立した。
- 3) 機械電気連成系としてのステッピングモータの運動の解析を行い、位相面上での安定判

別することにより2相機の固有振動数近傍での不安定原因を解明するとともに、高速位置決めのための軌道計算法を開発した。

- 4)基礎方程式をもとに、一般交流機で行われるベクトル制御によるトルク制御法を提案すると共に、この際問題となるトルクリブルの低減法の開発を行った。

(II)効果

- 1)ステッピングモータの基礎方程式を、モータの設計定数から求める方法を提案し、モータ設計と動特性の関連が明確になり、応用機器の要求性能に見合うモータ設計が可能であることを明らかにした。
- 2)2相ステッピングモータ駆動システムの動特性を解析することにより、その問題を明らかにし、使用限界を示した。
- 3)低速大トルクの特長に着目した閉ループトルク制御法を確立するとともに、この際問題となるトルクリブルの低減法を提案することで、低速域での安定駆動を可能とした。

第3章では第2章で述べたトルク解析法を多相機に適用し、多相ステッピングモータ駆動システムに関して相数による得失を比較し、安定した駆動特性を得るためには5相ステッピングモータが優れ、励磁方式によって中速のパルスレートで発生する中速域での共振による乱調抑制に効果のある駆動が可能であることを明らかにした。その結果得られた成果とステッピングモータ駆動システムに与える効果を以下に述べる。

(I)成果

- 1)ステッピングモータの多相化のための磁極配置の決定法を、本機を多極同期機としてとらえることにより、磁極の配置法を明らかにした。
 - 2)2章で示したトルクの誘導法により、2、3、4、5、相について静止トルク分布を求めることにより、トルクリブルを尺度とする比較法を提案した。これにより、高調波磁束の影響により発生する成分が多相化によりキャンセルされ、トルクリブルの低減が可能であることを、明らかにした。
 - 3)脱出トルク特性を測定することで、起動から100pps程度の低速トルクが、ホールディングトルクの比として、2相では約60%、3相で約75%、5相で約90%が得られ、多相化するほどより高い駆動トルクが得られることを明らかにした。
- この結果は、従来まったく無視されていたことで筆者により初めて明らかにされた。
- 4)多相化により種々の駆動方式が実現でき、トルクベクトルから励磁方式を求める手法

を示した。特に5相モータではスター、ペンタゴンと特長のある結線法により励磁方式による特性差が存在することを、初めて明らかにした。

(II)効果

- 1)従来個々に検討されてきた多相ステッピングモータを、本研究で提案したギャップバーミアンスにより系統的に解析して比較することができるようになった。
- 2)多相ステッピングモータの評価法として、静止トルク分布よりトルクリブルを評価基準とする手法を確立した。
- 3)駆動法により安定性が影響を受け、5相機ではペンタゴン結線により高速域まで安定駆動を行えることを明らかにすることで、産業用位置決めシステムとして実用的な駆動システムを提案した。

第4章では、ドライブサイドからの性能改善として最も効果的なマイクロステップ駆動法について論じ、5相ステッピングモータに最も適したマイクロステップ駆動法について述べた。その結果得られた成果とステッピングモータ駆動システムに与える効果を以下に述べる。

(I)成果

- 1)2相ステッピングモータのマイクロステップ駆動法の問題を高調波磁束の面から明らかにした。
- 2)5相ステッピングモータのマイクロステップ駆動により、2相機で問題になったトルクリブルがキャンセルされるため、高精度の位置決めが行えることを明らかにした。
- 3)台形波マイクロステップ駆動法を開発することにより、トルク特性を犠牲にすることなしに、低トルクリブル低振動駆動をおこなえることを明らかにした。
- 4)スター、ペンタゴン両結線方式で台形波マイクロステップ駆動が可能であることを提案するとともに、従来の2相機駆動では不可欠である電流制御を行わなくても、オープンループPWM電圧指示によっても低速まで安定な駆動がおこなえることを明らかにした。

(II)効果

- 1)正弦波駆動マイクロステップでは、フルステップ駆動と比較し発生トルクを犠牲にしておき、2相機での特性改善の限界を示唆した。

- 2) トルクを犠牲にすることなしにマイクロステップ駆動が可能である5相モータによる台形波駆動法を開発することで、小形機のダイレクトドライブ駆動システムが実用可能であることを示した。
- 3) 開発した台形波駆動では時間高調波の影響が受けにくいいため、電流制御なしでもマイクロステップ駆動が可能であり、非常に簡単な駆動システムで超低速まで安定な駆動を実現できる手法を開発し、カラーコピー機のスキャナー駆動など低速域での振動を問題にしていた用途に対し絶大な効果を及ぼした。

第5章では、半導体製造装置を中心とした先端産業から強く要望されていた超高真空環境下に適応するステッピングモータの開発について述べた。その結果得られた成果とステッピングモータ駆動システムに与える効果を以下に述べる。

(I) 成果

- 1) 超高真空に運動機能を導入するアクチュエータとして、ステッピングモータの開発を行い、 10^{-8} Paでの実用化に成功した。また、その際の排気特性を明らかにした。
- 2) 真空中での熱放散について実験的検討を行うことで、損失と温度上昇の関係を求めた。

(II) 効果

超高真空下で実用可能なステッピングモータの開発に成功した。これにより、半導体製造装置で従来外部から複雑な機構によりチャンバ内の移動を行わせていたものを、チャンバ内に直接モータをいれることを可能とし、装置の小型化に大きく貢献出来る道を開いた。

第6章ではステッピングモータのリニアモータへの応用として、円筒状リニアバルスモータの開発について論じた。その結果得られた成果とステッピングモータ駆動システムに与える効果を以下に述べる。

(I) 成果

- 1) 従来形CLPMの励磁相によるトルク不均一の問題を解決する、円周方向で相の分割を行うCLPMの構造を提案した。
- 2) ステップ量 $0.25[\text{mm}]$ 、ストローク $50[\text{mm}]$ の5相10スロットのCLPM試作機の実験結果から、推力の不均一なく推力リプルも多相化により低減されていることを確認し

た。

- 3) 体積当たりの発生推力は、 $0.676[\text{N/mL}]$ が得られ、リニアバルスモータとして比較的大推力を発生することが確認できた。

(II) 効果

CLPMの形態でも、5相と多相化が可能な構造を実現したことで、本論文で述べた高性能駆動が実現でき、エアシリンダー等空圧機器の電動化としての利用が期待でき、リニアモータの応用用途を広げることができた。

以上が本研究で得られた成果であり、5相ステッピングモータに台形波マイクロステップ駆動法を適応することで、超低速から高速までステッピングモータの持つトルクを損なうことなく安定に駆動できるステッピングモータ駆動システムを提案することができた。

7・2 ステッピングモータ駆動システムの今後の展望

本論文を終えるに際し、本研究に関した今後の課題と、研究の発展方向について以下簡単に述べる。

- (Ⅰ)本論文では、トルクリブルの低減を目的に磁気特性の線形性を仮定して誘導子の設計指針を与えた。しかし、現実にはさらなる特性改善のため鉄芯をかなり飽和させた状態で使用することが考えられ、非線形領域でのより精密なトルク解析法が望まれる。この場合、本論文の直流磁路・交流磁路の仮定が成り立たないため、3次元での電磁場解析が必要となろう。
- (Ⅱ)ステッピングモータは、歩進動作を中心に研究が進められたことから、定格回転数などモータとして評価するための重要な規格が定められておらず、性能評価を進める上で動特性の規格の決定が重要となるものと考ええる。
- (Ⅲ)本研究では、ステッピングモータの動特性について実験結果に基づく検討を行ったが、シミュレーションにより動特性を推定する技術開発も望まれている。この場合には、本研究で扱ったようなインダクタンス・抵抗等を定数として取り扱うことができなくなるため、この点の取り扱いの研究が重要な課題と考える。特に、ステッピングモータ駆動システムでは、効率面での研究はほとんど未開の状態であり、鉄損を含めた運転効率の向上に関する研究が今後重要になると考える。

このように、本研究は磁気飽和状態を含めたステッピングモータ駆動システムとしての効率の改善など多くの課題が残されており、本研究の今後の発展が期待される。

謝 辞

本研究を遂行し論文をまとめるにあたり、東京大学工学部 正田英介教授には終始ご懇切なる御指導と御鞭撻を賜り、本稿を終えるにあたり、ここに心より感謝の意を表します。

また、ステッピングモータに関する研究の動機を与えて頂いて以来今日に至るまで公私共に温情をもって励ましていただいた武蔵工業大学電気電子工学科 海老原大樹教授に厚く感謝申し上げます。さらに、モータ制御に関し日頃御討論いただく名古屋工業大学電気情報工学科 松井信行教授、真空技術について御指導頂く東北大学科学計測研究所 楠勲教授に対して厚く感謝申し上げます。

本研究遂行に対し格段のご配慮をいただいたオリエンタルモーター株式会社の若林昭八郎社長、岩佐孝夫副社長をはじめ諸先輩各位に対し厚くお礼申し上げます。

さらに、本研究遂行に対し実験や試作に多大なご協力いただいたオリエンタルモーター株式会社技術研究所の米田真氏、小峰重久氏、小堀勝氏、長沢洋文氏、本間重寿氏、本間正氏に対し心より感謝致します。

